electronică pentru chimiști

e. cordoș • i. marian

editura științifică și enciclopedică

Scanned with OKEN Scanner

Control ştiinţific: conf. dr. ing. IULIU POGANY
Redactor: DELIA IACOB
Tehnoredactor: CONSTANTIN IORDACHE
Coperta: EUGEN KERRY

Scanned with OKEN Scanner

conf. dr. Emil Cordoş • asist. Iuliu Marian

Electronică pentru chimişti

EDITURA ŞTIINŢIFICĂ ŞI ENCICLOPEDICĂ
Bucureşti, 1978

Scanned with OKEN Scanner

PREFAȚĂ

Aparatura în chimie a devenit astăzi un auxiliar fără de care bunul mers al producției și desfășurarea cercetării sînt de neconceput. În toate tipurile de aparatură: spectroscopică, electrochimică, cromatografică etc. electronica joacă un rol cheie.

Electronica a făcut posibilă măsurarea semnalelor de scurtă durată sau mică intensitate, a permis urmărirea și înregistrarea fenomenelor rapide sau lente, a pus în mîna chimiștilor toate elementele necesare automatizării proceselor de producție și a controlului analitic, urmate în mod firesc de calculare și operare prin intermediul calculatoarelor numerice.

Pentru a beneficia de posibilitățile mai sus pomenite, chimistul are nevoie de cunoștințe de electronică. Acest lucru a fost înțeles în special de aceia care prin natura preocupărilor au fost obligați să-și construiască aparatură electronică sau să adapteze la scopuri noi aparatura existentă. Fără îndoială, multe din aceste cunoștințe ar putea fi dobîndite prin intermediul excelentelor cărți de electronică scrise la noi în țară sau traduse. Aceste cărți sînt însă concepute de electroniști pentru electroniști și de cele mai multe ori abordează domenii mai înguste ale electronicii, cu un înalt grad de specializare. De aceea este logic ca chimiștii să dispună de o sursă de cunoștințe adaptată nevoilor lor specifice și totodată posibilităților ce le au.

Întocmirea unui material destinat să ajute chimiștilor în înțelegerea principiilor teoretice și aplicațiilor electronicii trebuie să țină seama de o serie de particularități. Una din acestea o constituie faptul că chimiștii se prezintă ca o categorie foarte neomogenă în privința nivelului cunoștințelor de electronică. Situația se datorește diversității secțiilor din facultățile cu

Scanned with OKEN Scanner

profil chimic a institutelor de învăţămînt superior şi modificărilor continui a programelor acestor secţii impuse de necesitatea de a ţine pasul cu industria noastră în permanentă dezvoltare. Studenţii de acum 10—15 ani au întîlnit electronica doar ca o mică parte a cursurilor de fizică pe cînd celor de azi electronica li se predă în cursuri separate. Mai tîrziu, la locul de muncă unii chimişti au fost „expuşi" la un număr mai mare de probleme de aparatură decît alţii, ceea ce constituie o altă sursă de diferenţiere. Dintre cei mai puţin antrenaţi, unii constată că la un moment dat le este greu să mînuiască chiar principii mai simple de electricitate. Se mai întîmplă ca unii să aibă cunoştinţe disparate, izolate de un context general care le-ar permite o mai bună utilizare a acestora.

O altă particularitate o constituie faptul că chimistul se găseşte în poziţie de „utilizator". Electroniştii au creat circuite integrate şi au introdus pe scară largă concepţia modulară în instrumentaţie. În consecinţă, în construirea unui nou aparat chimistul nu va fi nevoit să proiecteze fiecare detaliu. Utilizarea circuitelor integrate îi permite să abordeze problemele sau să-şi transpună ideile în viaţă pe o treaptă mai înaltă. În loc să fie prins în detaliile de construirea unui amplificator de curent continuu, de exemplu, chimistul poate utiliza un amplificator operaţional care se livrează ca circuit integrat şi se poate adapta la o multitudine de scopuri. De asemenea, în loc să construiască un numărător sau circuit de control din tranzistoare, este mult mai comod să se recurgă tot la circuite integrate, care sînt mai ieftine şi a căror combinare într-un circuit complex este mult mai simplă. Industria noastră electronică, dezvoltîndu-se pe baze noi, produce şi desface circuite integrate variate, de bună calitate, precum şi o serie de alte componente.

Avînd în vedere toate aceste lucruri, un material de electronică pentru chimişti ar trebui astfel întocmit încît să poată fi utilizat de unii ca o primă introducere în subiect şi în acelaşi timp să conţină suficiente lucruri noi pentru cei cu cunoştinţe avansate. Spectrul domeniilor abordate trebuie să fie cît mai larg, insistîndu-se asupra aplicaţiilor şi reducînd demonstraţiile teoretice la minimul necesar, fără ca prin aceasta să se afecteze nivelul ştiinţific. Să nu uităm că chimiştii, prin pregătirea lor, dispun de o bună bază de matematică şi fizică. Aceasta face ca multe principii, legi sau teoreme de bază să nu trebuiască demonstrate ci este suficient să fie reamintite prin scurte definiţii.

În acest sens materialul din prezenta carte este împărţit în trei părţi mari. Prima parte, conţinînd capitolele I şi II, se

Scanned with OKEN Scanner

ocupă de problemele legate de efectuarea măsurătorilor de mărimi și proprietăți electrice. Aici se regăsesc legile de bază ale curentului electric și ale rețelelor electrice, domeniile de date, tipurile de traductori fizico-chimici și aparatele de măsură. Se insistă în mod deosebit asupra utilizării corecte a aparatelor de măsură întrucît foarte mulți cercetători, unii chiar cunoscători ai electronicii, nu știu ce fel de instrument poate fi utilizat la un anumit tip de măsurătoare, sau ce posibilități și limite are un anumit dispozitiv de măsură.

Partea a doua, capitolele III—IV, cuprinde operații cu mărimi electrice din domeniul analog. Sînt tratate aici componentele electronice active, diode și tranzistoare, precum și circuite de amplificare din care un loc deosebit îl ocupă amplificatoarele operaționale. Un capitol aparte (VII) este destinat unor aplicații foarte des întîlnite cum sînt : măsurarea fotocurenților, polarografia, sursele de alimentare stabilizate ș.a.

Partea a treia este dedicată mărimilor din domeniul digital și circuitelor logice. S-a pus un accent deosebit pe această ramură a electronicii a cărei aplicabilitate în chimie a devenit foarte largă în ultimii ani. Ne referim aici nu atît la efectuarea de calcule cu ajutorul calculatoarelor numerice, cît mai ales la construirea de circuite logice de control, automatizare și circuite de interfață. Acestea au fost prezentate sub formă de blocuri funcționale separate, cu porți sau bistabile, astfel ca să acopere un număr cît mai mare de operații logice.

Din punct de vedere constructiv s-au ales acele soluții care pot fi realizate exclusiv cu componente indigene. Blocurile funcționale au fost apoi asamblate în aparate mai complexe cum ar fi numărătoare, sisteme de măsurare a timpului, frecvenței, perioadei etc.

În capitolul XII sînt expuse o serie de sisteme hibride (analog — numeric) construite special pentru aplicații în chimie, iar în ultimul capitol se face o scurtă prezentare a calculatoarelor numerice.

În felul în care este formulat titlul cărții și unele aplicații, cartea se adresează chimiștilor. Totuși, sfera ei este de fapt mult mai largă. Așa cum chimia și măsurătorile fizico-chimice au pătruns în foarte multe laboratoare nechimice, tot așa a pătruns și electronica, în special prin aparatele automate de analiză. În consecință, materialul prezentat poate fi util și accesibil oricărei persoane care nu este electronist de profesie dar care a absolvit o facultate cu caracter tehnic.

Scanned with OKEN Scanner

CUPRINSUL

Capitolul I. **MĂRIMI ŞI PROPRIETĂŢI ELECTRICE** 13

I.1. *Domenii de date* 13
I.1.1. Domeniile analog, timp şi digital 15
I.1.2. Harta domeniilor de date 18
I.2. *Sarcina şi curentul electric* 21
I.2.1. Cîţiva conversori din domeniul mărimilor fizico-chimice în curent sau tensiune 25
I.2.1.1. Traductori mărime fizico-chimică-curent 26
I.2.1.2. Traductori mărime fizică-tensiune 29
I.3. *Rezistenţa electrică* 30
I.3.1. Rezistorii ca piese în electronică 36
I.3.2. Traductori mărimi fizice-rezistenţă 41
I.4. *Capacitatea electrică* 42
I.4.1. Condensatorii ca piese în electronică 44
I.4.2. Traductori mărimi fizice-capacitate 46
I.5. *Inductanţa* 48

Capitolul II. **TEHNICA MĂSURĂTORILOR ELECTRICE** 51

II.1. *Aparatele magnetoelectrice* 51
II.2. *Aparatele electromagnetice* 54
II.3. *Aparatele electrodinamice* 55
II.4. *Osciloscopul catodic* 57
II.5. *Circuite serie* 62
II.6. *Circuite în paralel* 64
II.6.1. Determinarea rezistenţelor interne 65
II.6.2. Şuntarea 66
II.6.3. Eroare de sarcină 67
II.7. *Reţele* 70

Scanned with OKEN Scanner

II.8. *Tehnici de nul* 80
II.9. *Măsurarea rezistențelor* 81
II.10. *Circuite cu capacități* 85

Capitolul III. **DISPOZITIVE ELECTRONICE SEMICONDUCTOARE. DIODA** 92

III.1. *Materiale semiconductoare n și p* 92
III.2. *Dioda cu joncțiune* 96
III.2.1. Caracteristica diodei 100
III.3. *Circuite cu diode* 103
III.3.1. Circuite limitatoare 103
III.3.2. Restaurarea componentei continui 105
III.3.3. Comutator cu diode 106
III.4. *Circuite de conversie a puterii* 107
III.4.1. Transformatorul 107
III.4.2. Circuite de redresare 110
III.5. *Dioda Zener* 117
III.6. *Dioda Tunel* 120

Capitolul IV. **TRANZISTORUL** 122

IV.1. *Caracteristicile circuitelor cu tranzistor* 124
IV.1.1. Circuitul cu bază comună 127
IV.1.2. Circuitul cu emitor comun 129
IV.1.3. Polarizarea tranzistorului în montaj cu emitor comun . . . 133
IV.1.4. Circuit cu colector comun 138
IV.1.5. Parametrii hibrizi și circuitele echivalente ale tranzistorului. 141
IV.2. *Tranzistorul cu efect de cîmp* 148
IV.3. *Dispozitive semiconductoare de tipul pnpn* 151
IV.4. *Tranzistorul cu unijoncțiune* 155

Capitolul V. **AMPLIFICATOARE DE CURENT CONTINUU. AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE** 159

V.1. *Amplificatorul diferențial* 159
V.2. *Reacția la amplificatoare* 164
V.3. *Amplificatorul potențiometric* 167
V.4. *Amplificatorul operațional* 171
V.4.1. Reacția la amplificatoarele operaționale 173
V.4.2. Măsurători de curent și tensiune cu amplificatoarele operaționale. 175
V.4.3. Calcul analogic cu amplificatoare operaționale 178
V.4.4. Simulare cu amplificatoare operaționale 184

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul VI. SERVOMECANISME 188

VI.1. *Potențiometrul înregistrator* 190
VI.2. *Răspunsul servomecanismelor la semnale în trepte* 191
VI.3. *Aplicații ale servosistemelor în spectrometrie* 195

Capitolul VII. AMPLIFICATOARE DIFERENȚIALE, OPERAȚIONALE ȘI SERVOMECANISME ÎN INSTRUMENTAȚIA CHIMICĂ 197

VII.1. *Eliminarea erorii de sarcină cu ajutorul unui amplificator* 197
VII.2. *Potențiostat cu amplificatoare operaționale* 199
VII.3. *Polarograf cu amplificatoare operaționale* 201
VII.4. *Sesizarea egalității a două tensiuni. Cronopotențiometria* . . . 204
VII.5. *Determinarea cantității de electricitate prin integrare* 209
VII.6. *Măsurarea intensității luminoase cu ajutorul fotoelementelor* 211
VII.7. *Măsurarea fotocurenților de fotocelulă sau fotomultiplicator* 214
VII.8. *Măsurarea pH-ului* 218
VII.9. *Controlul temperaturii* 220
VII.10. *Surse de alimentare stabilizate* 222
VII.10.1. Sursă de alimentare pentru becuri cu filament de Wolfram 225
VII.10.2. Sursă de alimentare pentru lampă cu deuteriu 226
VII.10.3. Surse stabilizate cu amplificatoare operaționale . . . 228
VII.10.4. Sursă programabilă stabilizată de precizie pentru lămpi cu catod cavitar 229

Capitolul VIII. NOȚIUNI GENERALE DE LOGICĂ ELECTRONICĂ . . 234

VIII.1. *Concepte logice de bază* 234
VIII.1.1. Conceptul ȘI 236
VIII.1.2. Conceptul SAU 238
VIII.1.3. Conceptul NU 239
VIII.1.4. Cîteva postulate și teoreme de algebră logică 241
VIII.2. *Realizarea electronică a operațiunilor logice de bază* 245
VIII.2.1. Inversarea 246
VIII.2.2. Porți ȘI. Porți ȘI—NU 246
VIII.2.3. Porți SAU. Porți SAU — NU 250

CAPITOLUL IX. OPERAȚIUNI LOGICE EFECTUATE CU PORȚI . . . 252

IX.1. *Controlul unui semnal* 257
IX.2. *Circuit de selectare* 260
IX.3. *Decodificatoare zecimal-binare și binar-zecimale* 261
IX.4. *Adunarea binară, SAU-EXCLUSIV și coincidența* 264

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul X. **CIRCUITE BISTABILE** 271

X.1. *Circuite bistabile integrate* 276
X.2. *Alte circuite basculante* 280
X.2.1. Circuite basculante monostabile 280
X.2.2. Circuite basculante astabile 286
X.2.3. Circuit basculant Schmitt 289

Capitolul XI. **NUMĂRĂTOARE, REGISTRE, ELEMENTE DE APARATURĂ AUTOMATĂ** 293

XI.1. *Numărător binar* 293
XI.2. *Numărătorul zecimal* 296
XI.3. *Afişarea zecimală* 299
XI.4. *Circuite de divizare cu numere prime* 303
XI.5. *Numărătoare prestabilite* 305
XI.6. *Registre de memorie şi deplasare* 309
XI.7. *Circuit poartă sincronizată şi circuite start — stop* 316
XI.8. *Selectarea unui puls sau secvenţe de pulsuri* 318
XI.9. *Operaţiuni cu numărătoare complete* 323
XI.10. *Monocromator programabil* 327
XI.11. *Circuit de memorie cu 16 biţi* 334

Capitolul XII. **OPERAŢIUNI ŞI APARATURĂ ANALOG-NUMERICĂ** 343

XII.1. *Relee şi comutatoare* TEC 344
XII.2. *Conversie analog la numeric (A/N) şi numeric la analog (N/A)* 346
XII.3. *Măsurători prin integrare* 350
XII.4. *Măsurarea vitezei de reacţie* 353
XII.5. *Măsurători pe două canale. Absorbţie si fluorescenţă atomică* . . 357
XII.6. *Derivarea semnalelor spectrale de joasă intensitate* 361

Capitolul XIII. **Calculatoare numerice** 367

XIII.1. *Structura unui calculator* 367
XIII.2. *Unitatea de memorie* 370
XIII.3. *Funcţionarea calculatorului numeric* 373

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul I
MĂRIMI ŞI PROPRIETĂŢI ELECTRICE

I.1. DOMENII DE DATE

Problemele de natură electronică ce se pun chimistului sînt legate de aparatura de laborator şi de aparatura de control care conţine circuite electronice. Cu ajutorul acesteia se pot măsura fie mărimi electrice, fie mărimi de altă natură care sînt convertite în mărimi electrice cu ajutorul unor traductori. Efectuarea acestor măsurători are ca scop obţinerea de informaţii privitoare la un anumit sistem fizico-chimic. Foarte adesea însă, această informaţie nu este direct accesibilă simţurilor noastre. Rolul aparaturii constă în a extrage din sistem informaţia care ne interesează şi de a ne-o face accesibilă sub forma unui semnal de natură oarecare. În acest scop informaţia va suferi, în drumul ei prin aparat, o serie de schimbări. Cunoaşterea acestora condiţionează înţelegerea modului de funcţionare a aparatului şi de aici utilizarea lui corectă şi deplină. De aceea, la analiza unui aparat, înainte de cunoaşterea detaliilor, este necesară obţinerea unei imagini de ansamblu, generale, asupra funcţionării lui. Aceasta înseamnă cunoaşterea funcţiunilor, blocurilor din care este compus aparatul, pe de o parte, şi a drumului şi transformărilor pe care le parcurge informaţia prin aparat, pe de altă parte.

În privinţa părţilor constitutive ale unui aparat, pe baza concepţiei despre aparat ca un mijloc de comunicare a informaţiei, putem considera că acesta constă, la modul cel mai general, din patru mari subunităţi. Acestea sînt :

1. *Sursele de informaţie*, compuse din sistemul fizico-chimic de studiat şi traductori care convertesc mărimile fizice în semnale;

2. *Blocul de prelucrare a informaţiei*. Semnalul provenit de la sursă trebuie să conţină cel puţin atîta informaţie cîtă este

necesară exprimării rezultatului final. În acest bloc se elimină informaţia care nu este necesară, se combină informaţiile de la diferite surse, se compară diferitele informaţii între ele şi, în final, semnalul se aduce în forma în care poate fi folosit de subunitatea următoare.

3. *Dispozitivul de măsură şi control* măsoară informaţia, o afişează şi, eventual, pe baza rezultatului obţinut, controlează diferiţii parametri ai sistemului fizico-chimic.

4. *Dispozitivul de înmagazinare a informaţiei* preia informaţia de la dispozitivul de măsură şi o depozitează într-o formă care poate varia de la transcrierea ei pe hîrtie pînă la codificare şi introducerea în memoria unui calculator.

Cel de al doilea deziderat, cunoaşterea drumului şi transformărilor informaţiei prin aparat, implică o cunoaştere mai amănunţită a formelor pe care le poate lua aceasta. Majoritatea covîrşitoare a aparatelor aduc informaţia sub forma unui semnal electric pe care îl prelucrează şi pe care în final îl trec din nou într-o mărime neelectrică ce are o anumită semnificaţie pentru operator. Se procedează în acest mod deoarece semnalele electrice sînt mult mai uşor de prelucrat cu dispozitivele ce le avem la dispoziţie decît semnalele de altă natură. Numărul şi varietatea circuitelor precum şi ale dispozitivelor electrice care efectuează aceste operaţii este însă covîrşitor şi la prima vedere dificil de înţeles. De aceea în proiectarea, analizarea, descrierea şi modificarea aparaturii electronice, semnalele de diferite forme se clasifică în grupuri denumite „domenii de date". Felul în care semnalele iau o formă sau alta se plasează într-un domeniu de date sau altul, este sintetizat în ceea ce se cheamă „conceptele domeniilor de date". Utilizarea acestor concepte permite o mai bună înţelegere a felului în care semnalul este modificat într-un aparat, a rolului diferitelor părţi ale aparatului şi evident a posibilităţilor şi limitelor unui anumit sistem instrumental.

Iată cîteva din conceptele domeniilor de date :

1. În decursul unei măsurători informaţia este reprezentată în orice moment de către o mărime fizică, chimică, mărime sau proprietate oarecare a unui semnal electric. Aceste mărimi sau proprietăţi care reprezintă informaţia pot fi categorisite în grupuri numite domenii de date.

2. Pe măsură ce semnalul este trecut prin aparat au loc schimbări ale proprietăţilor şi mărimilor ce reprezintă informaţia. Aceste schimbări poartă numele de „conversii între domenii de date".

Scanned with OKEN Scanner

3. Toate măsurătorile ce implică domeniul electric pot fi descrise de o secvență de doi sau mai mulți conversori de domenii de date, fiecare din ei putînd fi analizați separat.

4. Mărimile și proprietățile electrice pot fi împărțite în domeniul analog, domeniul timp și domeniul digital.

Considerînd că efectuăm o măsurătoare foarte simplă, cum ar fi măsurarea temperaturii cu un termocuplu, conform conceptelor de mai sus aceasta ar putea fi descrisă astfel: mărimea fizică (temperatura) este convertită cu ajutorul unui traductor de intrare într-un semnal electric, tensiunea. Traductorul de intrare este în acest caz un termocuplu. Aceasta este prima conversie, dintre domeniul neelectric și cel electric. Semnalul electric este apoi măsurat cu ajutorul unui voltmetru, operatorul citind temperatura prin poziția unui ac pe o scală gradată. Aceasta este a doua conversie, din domeniul electric în domeniul mecanic, conversie care ne permite să apreciem mărimea semnalului. Conform conceptului 3, sînt necesare cel puțin două conversii, una din domeniul neelectric în cel electric și a doua din domeniul electric în cel neelectric.

I.1.1. DOMENIILE ANALOG, TIMP ȘI DIGITAL

Domeniul analog conține semnalele a căror mărime poate varia continuu. Cantitatea de informație este reprezentată prin amplitudinea semnalului. Această amplitudine poate fi măsurată în mod continuu sau în orice moment. Variația amplitudinii semnalului analog se poate reprezenta nu numai în funcție de timp ci și de alți parametri cum ar fi lungimea de undă, tensiunea etc. Majoritatea traductorilor convertesc mărimile fizico-chimice respective în domeniul analog. Astfel electrozii convertesc *p*H-ul într-un potențial, fotodetectorii convertesc fluxul luminos într-un curent ș.a.m.d.

Domeniul timp. Informația în acest domeniu este codificată în relația dintre variațiile semnalului și timp. Această relație implică existența a două nivele de magnitudine pentru semnal. În figura I.1.c, acestea sînt notate cu *1* și *0* și sînt separate printr-o linie întreruptă. O mărime oarecare codificată în acest domeniu este caracterizată prin numărul de treceri între cele două nivele într-un interval de timp predeterminat sau prin timpul dintre două treceri succesive. Mărimile cele mai des

Scanned with OKEN Scanner

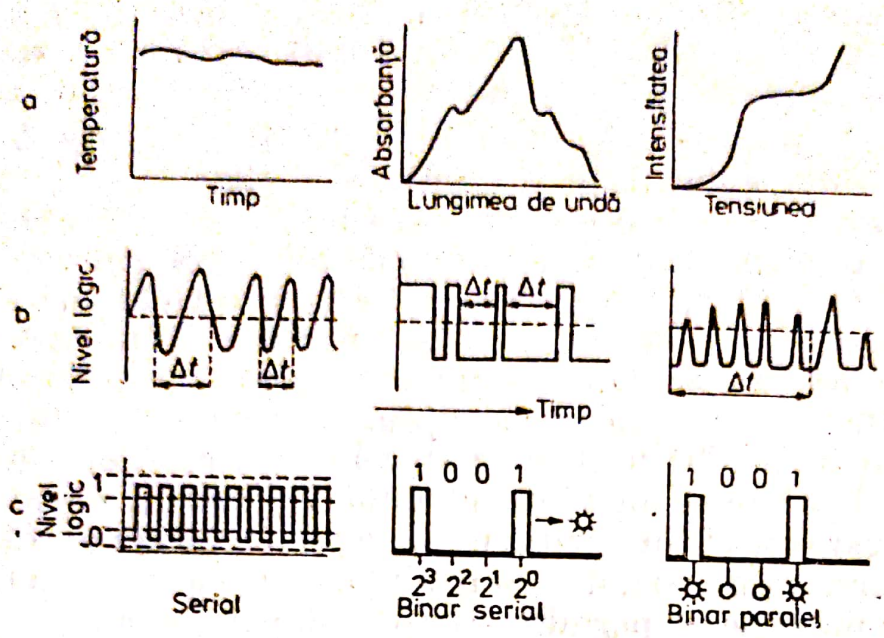


Fig. I.1. — Exemple de semnale : a. în domeniul analog ; b. în domeniul timp ; c. în domeniul digital. Semnalele digitale reprezintă cifra 9 în toate trei tipurile de codificare.

întîlnite în domeniul timp sînt acelea reprezentate prin frecvenţa unui semnal a cărui amplitudine variază periodic sau prin perioadă, respectiv prin durata în timp a unui singur puls. În acest domeniu mărimea informaţiei nu poate fi măsurată în orice moment sau într-un timp infinit scurt. Timpul minim pentru măsurătoare este dat de timpul dintre două treceri succesive. Amplitudinea semnalului nu mai are semnificaţia din domeniul analog. Important este doar ca semnalul să fie în mod bine definit la un nivel sau la celălalt şi trecerea între cele două nivele să fie cît mai netă posibil. Cu cît este mai mare panta semnalului cu atît mai precis se poate defini momentul trecerii şi cu atît mai precis se poate măsura informaţia conţinută în semnal. Din acest punct de vedere semnalul sinusoidal din figura I.1.b poate fi măsurat mai puţin precis decît semnalul pătratic din aceeaşi figură. Printre traductorii care generează semnale codificate în domeniul timp se află contorul Geiger-Müller care produce o serie de pulsuri proporţionale cu nivelul de radioactivitate, oscilatoarele cu piezocristal care îşi schimbă frecvenţa în funcţie de temperatură ş.a.

Domeniul digital. În acest domeniu se utilizează de asemenea două nivele denumite nivele logice între care poate varia magnitudinea semnalului. De regulă aceste nivele se notează tot cu *1* şi *0*. Valoarea absolută a nivelelor logice nu trebuie neapărat

să fie foarte îngustă. De exemplu, multe sisteme digitale au nivelul logic *1* reprezentat de un semnal cu amplitudinea de $5 \pm 0{,}5$ V, iar nivelul *0* prin $0 \pm 0{,}5$ V. Aceasta înseamnă că atît un semnal de 4,5 V cît și unul de 5,5 V vor reprezenta tot *1*. Între cele două benzi ale nivelelor logice există însă un domeniu interzis care cuprinde valori pe care semnalul nu le poate lua. În exemplul de mai sus semnalul nu s-ar putea opri niciodată la valoarea de 2 V. Acest domeniu interzis delimitează foarte clar cele două nivele. Datele unei măsurători sînt codificate în domeniul digital sub forma unor pulsuri, de obicei pulsuri pătratice cu margini foarte bine definite (fig. I.1.c). Un semnal digital nu variază continuu ca unul analog, ci numai discontinuu, în increment fixe, egale cu un puls. Un număr poate fi reprezentat chiar prin numărul de pulsuri existente într-o serie. Acest mod de prezentare a informației se cheamă „serial". El este foarte simplu însă din multe puncte de vedere incomod, în special în privința prelucrării și afișării. De aceea se obișnuiește ca un semnal de acest gen să fie codificat în diferite forme dintre care cel mai des întîlnite sînt codificarea binar-serială și binar-paralelă. În aceste tipuri de codificări fiecare puls poate reprezenta poziția unui „bit" dintr-un număr binar (numere în baza 2). Prezența pulsului la un anumit moment sau poziție reprezintă un bit 1. Absența pulsului semnifică un bit 0. Spre deosebire de serialul simplu unde nu aveau influență poziția și succesiunea în timp a pulsurilor ci doar numărul lor, în sistemele binar-serial și binar-paralel poziția relativă a pulsurilor are semnificație, întocmai ca poziția cifrelor într-un număr. În exemplul din figura I.1.c, numărul 9 este reprezentat în toate cele trei moduri de codificare. În sistemul serial, 9 va fi reprezentat din nouă pulsuri. În sistemele binare vor fi necesare numai două pulsuri avînd între ele doi biți cu valoarea 0. Numărul 9 se reprezintă în sistemul binar prin numărul 1001. Bit-ul din dreapta reprezintă 2^0, următorul 2^1, al treilea 2^2 și cel din partea stîngă 2^3. Deosebirea dintre binar-serial și binar-paralel constă în numărul de canale (conductori) pe care pot fi comunicate pulsurile. În sistemul binar-serial pulsurile sînt trimise pe un singur canal. Presupunînd că la capătul canalului există un bec care se aprinde cînd apare un puls (*1*), înseamnă că un anumit număr sau informație se prezintă ca o succesiune de stingeri și aprinderi ale becului. Poziția unui anumit bit este determinată de momentul la care este așteptat să apară într-un anumit punct al canalului. În sistemul binar-paralel fiecare bit are un canal propriu astfel că toți biții pot fi reprezentați simultan.

Scanned with OKEN Scanner

Considerînd ca şi mai sus că situaţia fiecărui canal se poate indica cu ajutorul unui bec atunci un număr sau orice alt gen de informaţie ne apare ca o configuraţie de becuri aprinse şi stinse. În cazul numărului 9, de exemplu, vom avea patru becuri, cele de la capete fiind aprinse şi cele două din mijloc stinse. Codificarea binar-serială utilizează un singur canal, ceea ce face ca circuitele să fie uneori mai simple. În schimb, timpul necesar transferului de informaţie este mai lung. Codificarea binar-paralelă necesită de obicei circuite mai multe dar transferul de informaţii este mai rapid. Nu se poate deci vorbi de un avantaj net al unui sistem faţă de altul. Fiecare are avantaje care trebuie considerate în funcţie de modul în care urmează a fi prelucrat semnalul şi circuitul care urmează să facă aceasta.

I.1.2. HARTA DOMENIILOR DE DATE

După cum arată conceptele enunţate mai înainte, o măsurătoare constă dintr-un şir de conversii între domenii date. Această succesiune de conversii poate fi cel mai comod urmărită utilizînd o reprezentare denumită hartă a domeniilor de date (partea de sus a figurii I.2.). Pe o astfel de reprezentare sînt figurate domeniile neelectrice şi domeniile electrice, fiecare grup de date ocupînd un sector dintr-un cerc.

O astfel de hartă nu are o structură obligatorie, împărţirea cercului în sectoare putîndu-se face după particularităţile unui anumit tip de aparat. Harta din figura I.2. are un caracter oarecum universal. În semicercul de sus sînt figurate mărimile neelectrice, respectiv mărimile fizico-chimice care pot caracteriza un anumit sistem şi mărimile în care acestea sînt convertite în final pentru uzul operatorului : poziţia unui ac indicator pe o scală sau un număr. În semicercul de jos sînt trecute mărimile electrice, grupate în domeniul analog, timp şi digital. Punctele din aceste domenii şi liniile care le unesc reprezintă o anumită succesiune de conversii respectiv o anumită măsurătoare. Sînt astfel reprezentate trei dintre măsurătorile cele mai frecvente în laborator :

a. măsurarea unui potenţial de electrod ;
b. măsurarea temperaturii
c. măsurarea intensităţii luminoase.

Schema bloc a aparatelor cu care se efectuează aceste măsurători este de asemenea redată în figura I.2.

Scanned with OKEN Scanner

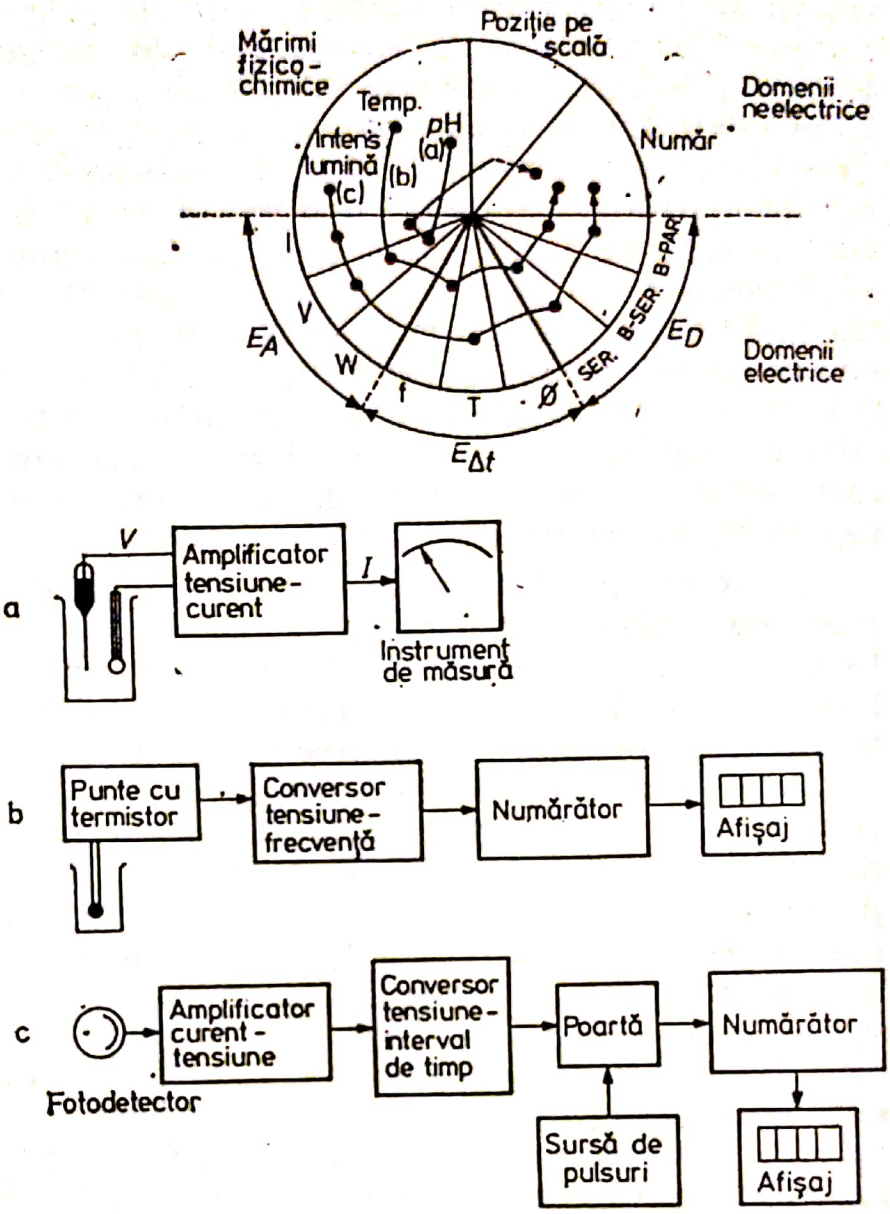


Fig. I.2. — Harta domeniilor de date. Pe hartă sînt trasate : a. măsurare de *p*H în domeniul analog ; b. măsurarea temperaturii cu termistor și afișare digitală ; c. măsurare de intensitate luminoasă cu afișare digitală ;
Semnificația simbolurilor de pe harta domeniilor de date : I — intensitate ; V — tensiune, W — putere, f — frecvență, T — perioadă, Φ — diferență de fază, SER — pulsuri seriale, B-SER — binar-serial, B-PAR — binar paralel, E_A — domeniu analog, E_{DT} — domeniu timp, E_D — domeniu digital. În partea de jos a figurii sînt redate schemele bloc ale aparatelor care efectuează măsurătorile a, b, c.

a. Determinarea *p*H-ului cu ajutorul unui *p*H-metru cu afișaj analog a fost selecționată ca exemplu de măsurare a unui potențial de electrod. Conversiile în acest caz sînt următoarele :

Scanned with OKEN Scanner

*p*H-ul este convertit într-o diferenţă de potenţial cu ajutorul perechii electrod de sticlă-electrod de calomel. Aceasta este prima conversie, din domeniul fizico-chimic în cel electric analog (tensiune). Întrucît, din cauza rezistenţei mari a membranei de sticlă curentul generat este prea mic pentru a acţiona direct instrumentul de măsură, în primul etaj al *p*H-metrului tensiunea este convertită în curent (a doua conversie). Curentul va fi măsurat cu ajutorul unui instrument de măsură, *p*H-ul fiind exprimat prin deviaţia acului. Aceasta este cea de a treia conversie şi ultima efectuată de aparat. Informaţia în cauză (*p*H-ul) este însă înmagazinată în final sub forma unui număr citit de operator de pe scală. Fiindcă această conversie nu a fost efectuată de aparat ci de operator, în figura I.2. ea este reprezentată printr-o linie punctată.

b. Determinarea temperaturii este exemplificată prin măsurarea cu ajutorul unui termistor şi cu afişare digitală. Termistorul îşi modifică rezistenţa în funcţie de temperatura mediului înconjurător. Un sistem format dintr-un termistor inclus într-o punte permite conversia temperaturii într-o tensiune. Aceasta la rîndul ei va fi convertită de al doilea etaj al aparatului într-un tren de pulsuri a căror frecvenţă va fi cu atît mai mare cu cît este mai ridicată tensiunea V, rezultată la bornele de ieşire ale punţii. Această conversie duce de la un semnal analog la un semnal codificat în timp. Pulsurile generate se numără apoi într-un interval de timp fix şi se afişează cu ajutorul unui sistem cu tuburi cifrice. Operaţia de numărare în sine constă dintr-o serie de conversii începînd cu cea din domeniul timp în sistemul serial simplu, apoi în binar-paralel şi în final ieşirea din domeniul electric şi trecerea la număr prin intermediul sistemului de afişaj. O astfel de măsurătoare a implicat cinci conversii. Ca rezultat, aparatura cu afişaj digital este mai complexă însă mult mai comodă şi lipsită de erorile subiective introduse de operator, în special eroarea de paralaxă la citirea indicaţiilor instrumentale.

c. Măsurarea intensităţii luminoase, aşa după cum este redată în figura I.2. c, se face în final tot cu afişare digitală. Conversiile sînt însă diferite de cele de la cazul anterior. Fotodetectorul şi sistemul său de alimentare (care nu mai este figurat) generează un curent proporţional cu fluxul luminos care a ajuns la catod. Acest curent este convertit în tensiune care de data aceasta generează la ieşire un singur puls, a cărui durată depinde de tensiune. La tensiuni mici pulsul este scurt iar la tensiuni mari este lung. În acest fel semnalul a fost

convertit din domeniul analog în domeniul timp sub forma unei perioade (Δt). Pulsul, cu durata Δt, va deschide un circuit denumit „poartă" care va lăsa să treacă un număr de pulsuri cu frecvență constantă, generate de o sursă. Pulsurile vor fi numărate de un numărător și afișate. Numărul afișat va fi dat de numărul de pulsuri care au trecut prin poartă, care la rîndul lui este decis de lungimea (Δt) a pulsului generat de conversorul tensiune-interval de timp. Fiindcă acesta este proporțional cu curentul de fotodetector rezultă că în ultimă instanță numărul afișat va reprezenta chiar curentul de intrare. Sistemele de mai sus pot fi aplicate oricăror mărimi pentru care există un traductor adecvat.

În descrierea conversiilor de mai sus au fost utilizate o serie de noțiuni noi precum și cîteva procedee de conversie. Acestea vor fi expuse detaliat în capitolele următoare, în special în capitolul dedicat conversiilor analog-digital.

I.2. SARCINA ȘI CURENTUL ELECTRIC

Sarcinile electrice sînt o caracteristică a materiei ce ne înconjură. Prin curent electric în general înțelegem mișcarea orientată a sarcinilor electrice într-un cîmp electric. Electronii sînt purtători ai sarcinilor negative care într-un atom sînt neutralizate de sarcina pozitivă a protonilor din nucleu. Cea mai mică sarcină se consideră a fi aceea a electronului, ca fiind egală cu $1{,}603 \cdot 10^{-19}$ coulombi. Un coulomb este cantitatea de sarcină electrică necesară pentru a depune prin electroliză 1,118 mg argint metalic. Coulombul mai poate fi definit și de sarcina purtată de $6{,}24 \cdot 10^{18}$ electroni, sau ca sarcina care într-un cîmp de 1 volt/m va fi supusă unei forțe de 1 newton. Intensitatea curentului electric se definește prin cantitatea de sarcină electrică ce trece printr-o secțiune oarecare de conductor în unitatea de timp. Curentul are intensitatea egală cu un amper cînd printr-o secțiune considerată trece 1 coulomb într-o secundă. Prin convenție, sensul curentului se consideră identic cu sensul de mișcare al sarcinilor pozitive, indiferent care este purtătorul real al sarcinilor. Într-un conductor metalic de exemplu, în care electronii transportă sarcina electrică, aceștia se vor deplasa dinspre regiunea negativă înspre cea pozitivă. Totuși sensul curentului va fi reprezentat dinspre regiunea pozitivă spre cea negativă.

Scanned with OKEN Scanner

Punerea în mişcare a sarcinilor electrice, respectiv generarea de curent electric, necesită consum de energie. La rîndul său, curentul electric poate efectua lucru mecanic. Capacitatea unui curent electric de a transporta energie este determinată de diferenţa de potenţial sau tensiune sub care sarcinile electrice se mişcă. Noţiunea de diferenţă de potenţial sau tensiune este legată de existenţa cîmpului electric. Cîmpul electric este regiunea în jurul unei sarcini electrice, în care aceasta îşi manifestă influenţa. Intensitatea cîmpului electric ε este un vector, definit prin mărimea şi direcţia forţei f ce se exercită asupra unei unităţi de sarcină electrică.

$$\varepsilon = \frac{f}{q}, \tag{I.1.}$$

unde q este sarcina electrică totală.

Deplasarea unei sarcini unitate într-un cîmp electric pe direcţia forţei implică un aport de energie, definită prin variaţia diferenţei de potenţial, $\mathrm{d}V$, şi care este egală cu produsul dintre intensitatea cîmpului electric (o forţă) şi distanţa pe care se face deplasarea $\mathrm{d}l$,

$$\mathrm{d}V = -\varepsilon\,\mathrm{d}l, \tag{I.2.}$$

unde semnul minus indică faptul că ε are sensul în care potenţialul scade.
Rezultă:

$$\varepsilon = -\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}l}. \tag{I.3.}$$

Cîmpul electric se poate deci defini ca şi gradientul diferenţei de potenţial. Dacă V reprezintă diferenţa de potenţial dintre două puncte iar $\mathrm{d}W$ diferenţa de energie a sarcinii $\mathrm{d}q$ datorită deplasării între cele două puncte din spaţiu, atunci:

$$V = \frac{\mathrm{d}W}{\mathrm{d}q}. \tag{I.4.}$$

Diferenţa de potenţial sau tensiunea se măsoară în volţi. Între două puncte ale unui circuit există o diferenţă de 1 volt

Scanned with OKEN Scanner

dacă pentru deplasarea unei sarcini de 1 coulomb de la un punct la altul este necesar lucrul de 1 joule.

Energia W şi puterea P, transferate de un curent electric, pot fi calculate din valorile tensiunii şi intensităţii acestuia. Plecînd de la ecuaţia (I.4),

$$dW = V dq \tag{I.5.}$$

$$dq = I\,dt, \tag{I.6.}$$

unde:

I = intensitatea curentului (în amperi);

t = timpul (în secunde);

$$dW = VI\,dt \tag{I.7.}$$

$$W = \int_0^t VI\,dt, \tag{I.8.}$$

întrucît:

$$P = \frac{dW}{dt} \tag{I.9.}$$

$$P = VI. \tag{I.10.}$$

Considerînd o baterie de automobil cu tensiunea la borne de 12 V, la pornire demarorul va consuma cca 100 amperi. Puterea necesară pornirii va fi deci $100 \cdot 12 = 1200$ waţi. Dacă pentru pornire sînt necesare 2 secunde, timp în care curentul de la baterie scade în mod liniar, energia furnizată demarorului va fi:

$$W = \int_0^2 12\,(100 - 50\,t)\,dt = [1200\,t - 600\,t^2/2]_0^2 = 1200 \text{ jouli.}$$

Într-un circuit electric variabilele cu care se operează cel mai frecvent sînt curentul şi tensiunea. Acestea, împreună cu puterea şi sarcina, fac parte din categoria mărimilor electrice.

Mărimile electrice caracterizează sarcinile electrice şi mişcarea acestora indiferent de suportul material al curentului

Scanned with OKEN Scanner

electric. Răspunsul unui corp sau al unei substanţe oarecare la acţiunea mărimilor electrice poartă numele de *proprietate electrică*. Dintre aceste proprietăţi trei sînt mai importante: rezistenţa, capacitatea şi inductanţa. Pentru a uşura studierea mărimilor electrice, în cele ce urmează se va face pentru început apel numai la rezistenţă.

Rezistenţa (R) corelează curentul (I) printr-un conductor cu tensiunea (V) existentă la capetele acestuia. Relaţia între aceste mărimi este cunoscută sub numele de legea lui Ohm:

$$V = IR. \tag{I.11.}$$

R se măsoară în ohmi: Ω (volt/amper). Valoarea rezistenţei unui material este dată de natura acestuia şi caracteristicile sale geometrice:

$$R = \rho \cdot \frac{l}{a}, \tag{I.12.}$$

unde:

ρ = rezistivitatea;
l = lungimea;
a = suprafaţa secţiunii conductorului.

Se poate adesea indica valoarea reciprocă a rezistenţei, care în sistemul SI se va măsura în ohm^{-1}. Valoarea reciprocă a rezistenţei:

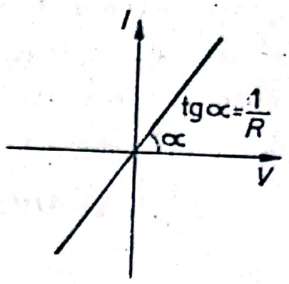
$$G = 1/R \tag{I.13.}$$

este numită conductanţă. Unitatea Ω^{-1} este numită ohm reciproc şi se mai notează mho sau $\mho$.

Conform legii lui Ohm, dacă un conductor este conectat la două puncte între care există o diferenţă de potenţial V, sarcinile electrice vor trece prin acel conductor cu un debit de V/R amperi. Conductorul va continua să transporte sarcini atît timp cît această diferenţă de potenţial la capetele sale este menţinută. Considerînd că purtătorii de sarcini sînt electronii, atunci diferenţa de potenţial creează în conductor un cîmp electric care va accelera electronii de conducţie. Mişcarea electronilor sub acţiunea cîmpului se va suprapune peste mişcarea termică. Electronii accelerați de cîmp se vor ciocni cu atomii, pierzînd o parte din energia lor, apoi cîmpul îi va

Scanned with OKEN Scanner

Fig. I.3. — Reprezentarea grafică a legii lui Ohm sau curba curent-tensiune a unui circuit ce conţine o sursă şi o rezistenţă.



accelera din nou, ş.a.m.d. În final va exista o curgere netă a electronilor dintr-o parte în alta a conductorului cu o viteză proporţională cu intensitatea cîmpului aplicat, respectiv cu tensiunea. În momentul în care sursa de energie ce menţine diferenţa de potenţial este înlăturată mişcarea sarcinilor electrice va reduce cîmpul electric la zero şi fenomenul de transport încetează.

Reprezentarea grafică a curentului în funcţie de tensiune, pentru un circuit care conţine o rezistenţă, este dată în fig. I.3. Un astfel de circuit poate fi constituit dintr-o sursă şi un rezistor.

Panta dreptei din fig. I.3. este proporţională cu conductanţa. Cu cît rezistenţa circuitului este mai mare, cu atît unghiul va fi mai mic. Un circuit la care curba curent-tensiune are o astfel de formă se cheamă că are un răspuns ohmic.

I.2.1. CÎŢIVA CONVERSORI DIN DOMENIUL MĂRIMILOR FIZICO-CHIMICE ÎN CURENT SAU TENSIUNE

Dispozitivele care sînt capabile să efectueze o conversie dintre o mărime fizico-chimică în alta se cheamă traductori. Diversitatea traductorilor este foarte mare şi o primă clasificare şi denumire a lor se face în funcţie de tipul de mărimi pe care le traduc şi acelea în care le traduc. Întîlnim astfel traductori mecano-electrici, chimico-electrici, optico-electrici, electro-optici etc. În practica chimiştilor sînt foarte frecvenţi traductorii care convertesc o mărime fizico-chimică într-o mărime electrică. În cele ce urmează vor fi prezentate cîteva exemple de traductori care fac conversia mărimilor fizico-chimice în domeniul electric analog, fie în curent, fie în tensiune. Considerăm această prezentare utilă dat fiind că în multe cazuri nu se face

Scanned with OKEN Scanner

o distincție între mărimile electrice furnizate de traductori și în consecință există pericolul utilizării unei metode neadecvate de măsurare care nu poate duce decît la rezultate eronate.

I.2.1.1. TRADUCTORI MĂRIME FIZICO-CHIMICĂ-CURENT

Fotocelula este un conversor flux luminos-curent. O fotocelulă constă dintr-un catod acoperit cu un strat fotosensibil, capabil să emită electroni sub influența radiațiilor luminoase și un anod cu rol de colector de electroni, fig. I.4.

Ansamblul celor doi electrozi se închide într-un tub vidat sau umplut cu un gaz inert la presiune joasă. Circuitul în care se include fotocelula conține o sursă de tensiune continuă de 40 — 150 V și un dispozitiv de măsurare a curentului. Întrucît circuitul este întrerupt între anod și catod aparatul de măsură va indica un curent zero. Iluminînd catodul, fotonii vor comunica unor electroni suficientă energie pentru a părăsi suprafața acestuia. Odată intrați în cîmpul electric stabilit între anod și catod electronii vor fi accelerați spre anod și prin circuit va trece un curent. Intensitatea acestui curent este proporțională cu intensitatea fluxului luminos căzut pe catod.

Examinînd caracteristicile curent-tensiune ale fotocelulei (fig. I.4.b) se observă că există o dependență a curentului de tensiune numai la valori mici ale acesteia. La valori puțin

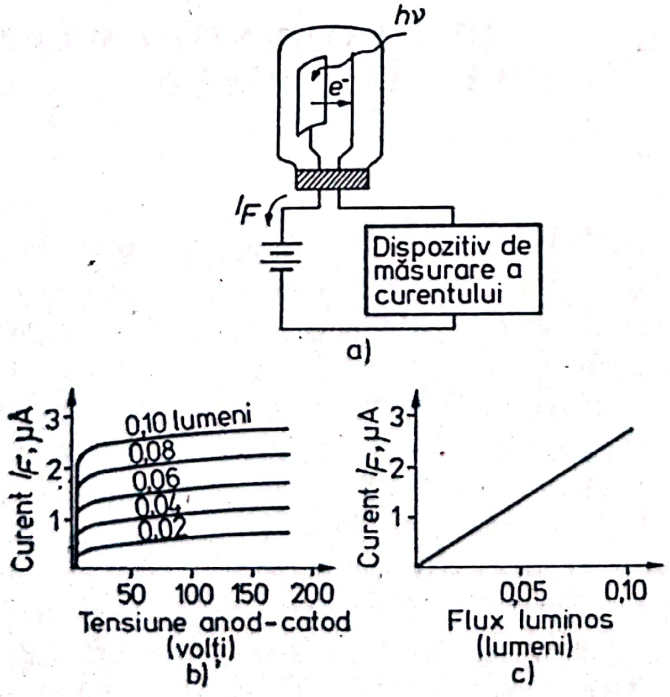


Fig. I.4. — a) Fotocelula și reprezentarea schematică a circuitului de măsură; b) Caracteristica $I - V$ funcție de intensitate uminoasă; c) Curentul în funcție de fluxul luminos.

Scanned with OKEN Scanner

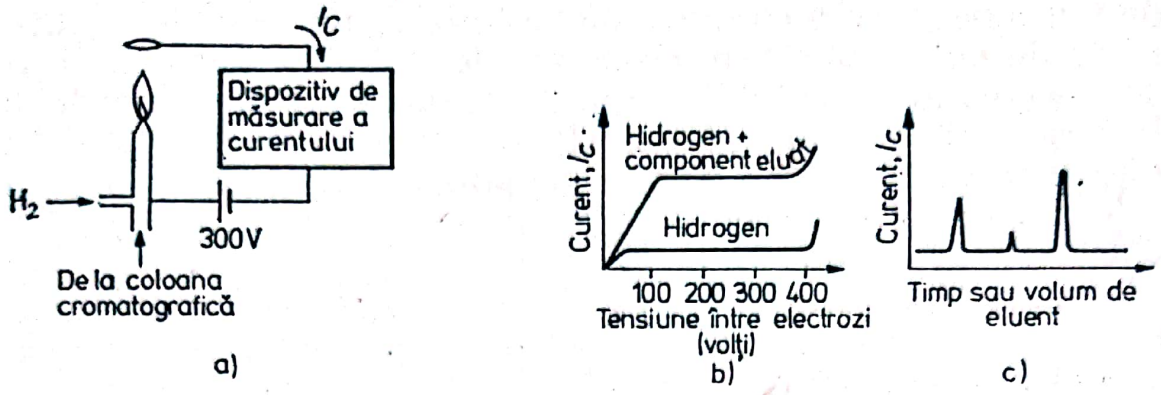


Fig. I.5. — a) Schema unui detector cu ionizare în flacără; b) Dependența curentului de ionizare de tensiunea între electrozi; c) Forma unei cromatograme.

mai mari curba curent-tensiune prezintă un palier care indică faptul că nu tensiunea anod-catod este aceea care controlează curentul. După ce tensiunea aplicată atinge un anumit prag, curentul este limitat de intensitatea fluxului luminos și este independent de tensiune pe un interval foarte larg. La o tensiune dată curentul I_F este determinat numai de numărul de fotoni care ajung pe catod. Reprezentarea grafică a curentului în funcție de fluxul luminos la o tensiune fixă va fi o linie dreaptă, după cum reiese din fig. I.4.c. Din acest motiv fotocelula se consideră ca fiind un traductor lumină-curent. Curbele $I-V$ cu palier orizontal, ca acelea din fig. I.4.b, sînt caracteristice tuturor traductorilor mărimi fizice-curent.

Detectorul cu ionizare în flacără, utilizat cu mult succes în cromatografia de gaze, este și el un traductor mărime fizică-curent. Un astfel de detector constă dintr-un mic arzător montat la capătul unei coloane cromatografice. În sistem se mai introduce și hidrogen care se aprinde la gura arzătorului. Deasupra micii flăcări care se formează se găsește un electrod inelar numit electrod colector. Corpul arzătorului constituie un al doilea electrod, electrodul de polarizare. Între cei doi electrozi se menține o diferență de tensiune de cca 300 V (fig. I.5.a), ceea ce duce la crearea unui cîmp electric în regiunea flăcării. Conductibilitatea electrică a flăcării de hidrogen este scăzută, curentul ce se stabilește între electrozi fiind foarte mic, cca 10^{-14} A. Dacă în flacără intră un compus organic eluat din coloană, se produc o serie de ioni care vor fi atrași către cei doi electrozi, curentul crescînd în intensitate. Această creștere este înregistrată de către dispozitivul de măsurare a curentului sub forma unui pic. Pentru fiecare porțiune eluată și separată apare un astfel de pic. Ca și în cazul fotocelulei există un interval larg

Scanned with OKEN Scanner

de tensiune în care curentul de ionizare I_c nu depinde de diferența de potențial dintre electrozi (fig. I.5.b). Parametrul care va determina curentul la această tensiune va fi numărul de ioni care ajung la cei doi electrozi, număr care la rîndul lui este funcție de natura și concentrația substanțelor eluate din coloană. Curentul măsurat cu un astfel de detector se află de obicei în domeniul 10^{-6}—10^{-11} A.

Celula polarografică poate fi considerată ca un traductor concentrație-curent. Între electrodul picurător de mercur și masa de mercur de pe fundul celulei se aplică, cu ajutorul unei surse variabile, o diferență de potențial crescîndă. Curentul care trece prin sistem este determinat de procesele de electrod care au loc. Presupunînd că într-o soluție de bază avem un singur ion, de exemplu Cd^{2+}, și electrodul picurător este catod, odată cu mărirea tensiunii se ajunge la o valoare suficientă pentru ca ionii să se descarce. Aceasta face ca curentul să crească pînă cînd toți ionii din stratul aflat în imediata apropiere a picăturii de mercur (stratul de difuziune) să fie descărcați. În acel moment ionii vor ajunge la electrod numai prin difuziune. Numărul de ioni ce pot ajunge în stratul de difuziune este proporțional cu concentrația ionilor de Cd^{2+} în masa soluției. Din acest motiv odată cu creșterea tensiunii curentul ajunge la un palier (fig. I.6.b). Menținînd tensiunea aplicată celulei la 1 V, curentul de palier va depinde de concentrația Cd^{2+} conform unei relații liniare (fig. I.6.c). Această comportare stă la baza determinărilor polarografice cantitative și a amperometriei.

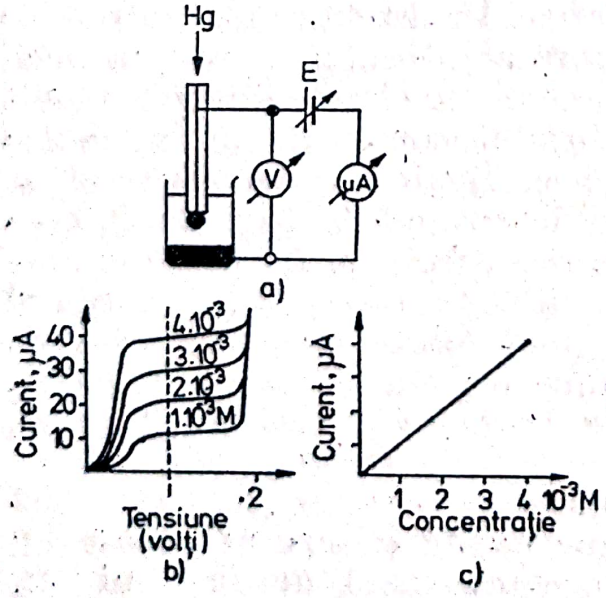


Fig. I.6. — a) Schema unui circuit polarografic; b) Curbe polarografice la diferite concentrații; c) Variația curentului în funcție de concentrație.

Scanned with OKEN Scanner

I.2.1.2. TRADUCTORI MĂRIME FIZICĂ-TENSIUNE

Termocuplul este un traductor temperatură-tensiune. Un termocuplu constă din doi conductori metalici diferiți, filiformi, sudați la capete. Sudurile se numesc joncțiuni. Dacă o joncțiune se află la o temperatură T_1 și cealaltă la temperatura T_2 atunci între ele apare o diferență de potențial V, proporțională cu diferența de temperatură $\Delta T = T_2 - T_1$, dintre cele două capete. De regulă, o joncțiune se menține la o temperatură de referință (0°C sau 25°C) și cealaltă se introduce în mediul a cărui temperatură se măsoară.

Electrodul de sticlă folosit pentru măsurarea *p*H-ului face parte din categoria mai largă a electrozilor membrană și este un traductor concentrație-tensiune. Un electrod de sticlă constă dintr-o bulă de sticlă cu pereți foarte subțiri de compoziție specială, sudată la capătul unui tub de sticlă obișnuită. În interiorul tubului se plasează o soluție tampon sau acid clorhidric 0,1 M. În soluția de acid se introduce un electrod de referință, de obicei Ag/AgCl. Electrodul se introduce în soluția al cărui *p*H urmează a fi măsurat. În soluția de măsurat se introduce de asemenea un electrod de referință. Electrozii de referință și soluțiile care se află în interiorul și exteriorul electrodului de sticlă formează o pilă de concentrație a cărei forță electromotrice este definită de potențialele pe cele două fețe ale membranei, fiind dată de relația :

$$E = k + 0{,}059 \log \frac{a_2}{a_1}, \qquad \text{(I.14.)}$$

unde :

E = forța electromotrice a celulei;
k = potențialul de asimetrie;
a_1 și a_2 = activitățile ionilor de hidrogen în soluțiile din afara și din interiorul electrodului.

Păstrînd constantă activitatea ionilor de hidrogen din interiorul electrodului (a_2), diferența de tensiune măsurată între electrozii de referință va fi direct proporțională cu *p*H-ul.

Scanned with OKEN Scanner

I.3. REZISTENŢA ELECTRICĂ

În mişcarea lor într-un cîmp electric purtătorii de sarcini electrice se pot ciocni cu moleculele, atomii sau ionii care compun mediul în care se face deplasarea. În urma acestor ciocniri o parte a energiei cinetice a purtătorilor se transformă în căldură şi pentru a-i accelera din nou trebuie să li se furnizeze energie suplimentară. Cu alte cuvinte mediul prezintă o rezistenţă sarcinilor în mişcare, rezistenţă care depinde de natura materialului, temperatură, umiditate, iluminare etc. În funcţie de mărimea acestei rezistenţe, materialele se împart în :

a. izolatori, care practic nu conţin nici un fel de purtători de sarcină ;

b. conductori, cu un mare număr de purtători de sarcini mobili ;

c. semiconductori, care formează o categorie intermediară, avînd conductibilitatea cuprinsă între aceea a izolatorilor şi a conductorilor.

Mecanismul conducţiei şi natura purtătorilor de sarcini diferă de la o clasă de materiale la alta şi de la o stare de agregare la alta. În gaze ionizate conducţia este asigurată atît de electroni cît şi de ioni pozitivi. În lichide purtătorii sînt ioni pozitivi şi negativi. În solide putem avea atît purtători de sarcină negativă cît şi pozitivă. Explicarea conductibilităţii solidelor şi influenţa diferiţilor parametri asupra acesteia se face cu ajutorul benzilor de energie în care se grupează nivelele pe care se află electronii. Într-un atom liber electronii sînt dispuşi pe nivele de energie discrete şi bine definite. La formarea reţelei cristaline a unui corp solid, aceste nivele de energie se combină în benzi energetice mai largi. Numărul maxim al electronilor într-o bandă de energie este egal cu dublul numărului de atomi ai solidului în cauză. În interiorul unei benzi date electronii pot ocupa oricare dintre nivele. La elementele monovalente electronii vor ocupa jumătate din nivelele unei benzi energetice. La un element cu doi electroni de valenţă întreaga bandă va fi ocupată. La unul cu trei electroni de valenţă o bandă va fi complet ocupată şi următoarea numai pe jumătate ş.a.m.d. Astfel, la elementele cu un număr impar de electroni de valenţă, ultima bandă va fi ocupată numai pe jumătate. Benzile complet ocupate sînt numite benzi de valenţă. Cele neocupate sau ocupate incomplet

Scanned with OKEN Scanner

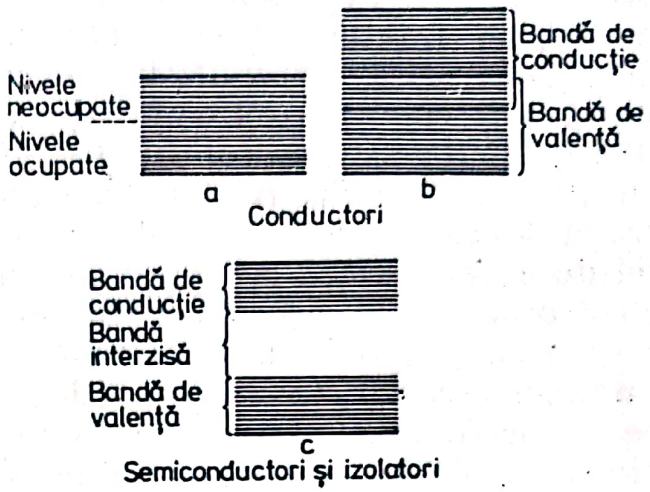


Fig. I.7. — Dispoziția benzilor energetice la conductori, semiconductori, izolatori: a. Conductori cu număr impar de electroni de valență; b. Conductori cu număr par de electroni de valență.

sînt benzi de conducție. Într-o astfel de bandă unii electroni trec pe nivelele de energie neocupate fără aport de energie exterior și pot fi accelerați într-un cîmp electric. La elementele cu număr par de electroni de valență, banda de conducție va fi constituită de banda energetică liberă situată imediat deasupra benzii de valență complet ocupate. Între benzile energetice se poate găsi o zonă interzisă de lățime variabilă (fig. I.7). În acest caz trecerea unui electron din banda de valență în cea de conducție se poate face numai cu condiția furnizării de energie din exterior. Dacă lățimea benzii de energie interzisă este foarte mare avem de a face cu un izolator. Semiconductorii prezintă o bandă interzisă mai îngustă iar la conductori aceasta lipsește, benzile de conducție și cea de valență suprapunîndu-se într-o oarecare măsură (fig. I.7). Prin ridicarea temperaturii unui semiconductor se realizează o modalitate de comunicare a unei energii electronilor de valență, permițînd unora să treacă în banda de conducție. Cu cît temperatura este mai înaltă cu atît mai mulți electroni trec în această bandă și cu atît mai mare este conductibilitatea. La un conductor efectul temperaturii este invers. În banda de conducție există deja electroni, creșterea temperaturii nu face decît să mărească amplitudinea vibrațiilor atomilor din rețea, ridicînd astfel numărul ciocnirilor dintre aceștia și purtătorii de sarcină. Rezultatul este o creștere a rezistenței materialului respectiv odată cu temperatura.

Conducția în metale. Metalele sînt conductorii cei mai tipici. Dată fiind lipsa zonei interzise dintre banda de valență și cea de conducție, într-un metal, și să luăm spre exemplu un cristal metalic, electronii de valență nu sînt asociați cu

Scanned with OKEN Scanner

un anumit atom ci sînt liberi să se mişte în interiorul reţelei cristaline. La temperatura obişnuită ionii din reţea posedă energie cinetică materializată prin vibraţia acestora în jurul poziţiei de echilibru cu o anumită amplitudine. Între electronii liberi şi ioni există un continuu schimb energetic sub forma unor ciocniri elastice sau neelastice. Aceasta face ca mişcarea rezultantă a electronilor să fie dezordonată şi să nu existe nici un fel de curent. Dacă se aplică un cîmp electric de intensitate ε electronii vor fi accelerați într-o singură direcţie, această mişcare suprapunîndu-se peste mişcarea termică întîmplătoare. Componenta mişcării electronilor în direcţia opusă cîmpului se numeşte „drift". Viteza de drift depinde de numărul de ciocniri cu ionii reţelei, de liberul parcurs mediu între două ciocniri şi de intensitatea cîmpului. Relaţia între viteza de drift şi cîmpul electric este:

$$u = \mu\varepsilon, \qquad \text{(I.15.)}$$

unde:

u = viteza de drift (m/s);
μ = mobilitatea electronilor ($m^2/V \cdot s$);
ε = cîmpul electric (V/m).

Electronii care se mişcă într-o singură direcţie cu viteza u, transportînd fiecare o sarcină e, constituie un curent electric. Considerînd că într-un metru cub sînt n electroni, densitatea de curent J (A/m^2) va fi:

$$J = neu. \qquad \text{(I.16.)}$$

Combinînd cu ecuaţia I.15:

$$J = ne\mu\varepsilon = \sigma\varepsilon, \qquad \text{(I.17.)}$$

unde:

$$\sigma = ne\mu. \qquad \text{(I.18.)}$$

Ecuaţia I.17, care este o altă formă a legii lui Ohm, arată că densitatea de curent este direct proporţională cu gradientul de tensiune. De aici se poate ajunge la forma obişnuită a legii,

Scanned with OKEN Scanner

considerînd curentul care trece printr-un conductor de lungime l și secțiunea a:

$$I = Ja = \sigma a \varepsilon. \tag{I.19.}$$

Întrucît:

$$\varepsilon = V/l$$

$$I = \sigma \cdot a \cdot \frac{V}{l} = \sigma \cdot \frac{a}{l} V. \tag{I.20.}$$

Coeficientul $\sigma \cdot \frac{a}{l}$ reprezintă conductanța G, în mho, iar σ este conductivitatea în mho/m. Rezistență fiind valoarea reciprocă a conductanței, prin inversarea expresiei lui G se regăsește rezistența așa cum a fost ea inițial exprimată prin ecuația I.12:

$$R = \frac{1}{G} = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{1}{a} = \rho \cdot \frac{1}{a}, \tag{I.21.}$$

unde:

$\rho = \frac{1}{\sigma}$ este rezistivitatea în ohm·m.

Viteza de drift este mică în comparație cu viteza mișcării termice. Pentru cuprul metalic aceasta din urmă are valoarea de ordinul 10^5 m/s, la temperatura camerei. Pentru un conductor de cupru cu o secțiune de 1 mm², prin care trece un curent de 1 A, viteza de drift este:

$$\mu = \frac{I}{ane}. \tag{I.22.}$$

Considerînd că pentru fiecare atom există cîte un electron liber, numărul acestora, n, se calculează după relația:

$$n = \frac{\mathfrak{N} d_{Cu}}{A_{Cu}}, \tag{I.23.}$$

Scanned with OKEN Scanner

unde :

$\mathcal{N}$ = numărul lui Avogadro ($6{,}023 \cdot 10^{23}$)
d_{Cu} = densitatea cuprului ($8{,}9$ g/cm^3)
A_{Cu} = atomul gram de cupru ($63{,}6$ g).

Introducînd valorile numerice în ecuaţia I.23 se obţine : $n = 8{,}43 \cdot 10^{28}$.

Viteza de drift va fi :

$$\mu = 1/10^{-6} \cdot 8{,}43 - 10^{28} \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-19} = 0{,}75 \cdot 10^{-4} \text{ m/s},$$

ceea ce este mult mai puţin decît viteza mişcării de translaţie termică (10^5 m/s).

Conducţia în semiconductori. Într-un semiconductor electronii sînt fixaţi în benzile de valenţă. Apariţia de purtători de sarcină are loc numai în urma furnizării de energie care permite unor electroni să treacă din banda de valenţă în cea de conducţie. Plecarea unui electron din banda de valenţă duce la descompletarea unei legături covalente care menţine atomii în reţeaua cristalină. Legătura descompletată se poate asimila cu o particulă fictivă, posesoarea unei mase efective şi a unei sarcini electrice, numită „gol". De fapt această descompletare este echivalentă cu generarea unei perechi electron-gol. Golurile, deşi aflate în banda de valenţă, pot contribui şi ele la transportul de sarcină electrică. Să luăm spre exemplu reţeaua cristalină a unui element din grupa a IV-a, cum ar fi siliciul, unul din semiconductorii cei mai importanţi în tehnologia componentelor electronice. Într-un cristal de siliciu fiecare atom se leagă cu alţi patru atomi prin intermediul unor legături covalente formate prin întrepătrunderea orbitalilor celor patru electroni de valenţă. O reprezentare schematică a acestei reţele este dată în fig. I.8.a. La temperaturi apropiate de zero absolut electronii rămîn în stratul de valenţă şi în mod practic nu există nici un fel de purtători de sarcină. La temperatura camerei există o probabilitate, diferită de zero, ca unii electroni să aibă suficientă energie termică pentru a se desprinde din legătura de valenţă (fig. I.8.b). În acest fel apare un electron liber iar în regiunea de unde a plecat acesta rămîne un exces de sarcină pozitivă, golul. Electronul liber se va putea mişca într-un cîmp electric, contribuind la transportul de sarcină. Pe de altă parte şi golul îşi poate schimba poziţia prin faptul că un alt electron îl ocupă lăsînd în urmă-i un gol de unde a plecat. În acest fel excesul

Scanned with OKEN Scanner

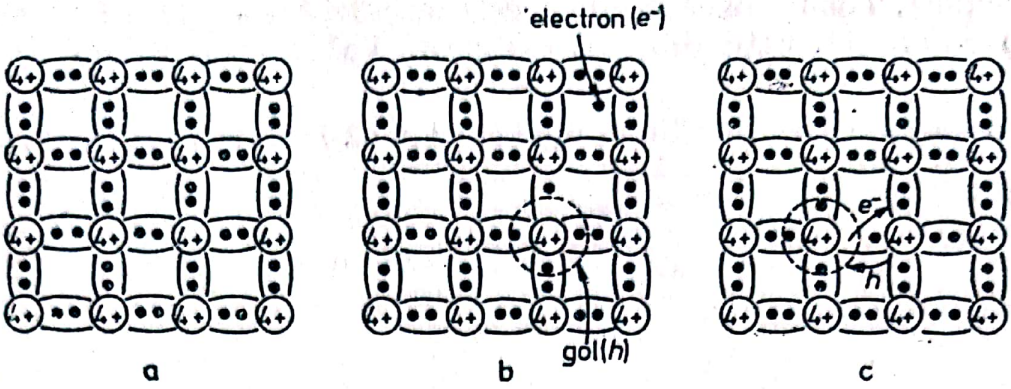


Fig. I.8. — a. Reţeaua cristalului de siliciu; b. Mecanismul apariţiei electronului liber şi golului; c. Mecanismul „deplasării" golurilor şi electronilor în reţea.

de sarcină pozitivă, golul, s-a deplasat de la un atom la altul, fără ca electronii (fig. I.8.c) respectivi să părăsească banda de valenţă. Dacă semiconductorul se găseşte dispus într-un cîmp electric lucrurile se petrec ca şi cum există două tipuri de purtători de sarcină: particule încărcate negativ, electroni şi particule încărcate pozitiv, golurile. Considerînd că există o concentraţie de n electroni şi p goluri pe m^3, cu mobilităţile μ_n, respectiv μ_p, într-un cîmp electric ε, densitatea de curent va fi:

$$J=(n\mu_n + p\mu_p)\, e\varepsilon = \sigma\varepsilon. \qquad \text{(I.24.)}$$

Prin analogie cu relaţia I.18, conductivitatea va fi:

$$\sigma = (n\mu_n + p\mu_p)e. \qquad \text{(I.25.)}$$

Pentru siliciu pur, $n = p = n_i = 1{,}5 \cdot 10^{16}$/m^3, $\mu_n = 0{,}135$ şi $\mu_p = 0{,}048$ (m^2/V·s). Numărul de atomi n_A dintr-un m^3 de siliciu, calculat după o expresie similară cu I.23

($d_{Si} = 2{,}33 \cdot 10^6$ g/m^3 şi $A_{Si} = 28{,}1$), este $5{,}0 \cdot 10^{28}$ atomi/m^3.

O pereche electron-gol apare la un număr de atomi egal cu:

$$\frac{n_A}{n_i} = \frac{5{,}0 \cdot 10^{28}}{1{,}5 \cdot 10^{16}} = 3{,}3 \cdot 10^{12}.$$

Cu alte cuvinte, şansa ca un electron să părăsească legătura covalentă şi să formeze o pereche electron-gol este relativ

Scanned with OKEN Scanner

redusă. Totuşi acest număr este suficient ca să confere siliciului o conductivitate diferită de zero. Valoarea acesteia va fi :

$$\sigma = 1{,}5 \cdot 10^{16} (0{,}135 + 0{,}048) \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-19} = 4{,}4 \cdot 10^{-4} \text{ mho/m}$$

şi :

$$\rho = 2280\ \Omega \cdot \text{m}.$$

I.3.1. REZISTORII CA PIESE ÎN ELECTRONICĂ

Rezistorii sînt componenţi electronici al căror rol este de a introduce într-un circuit o rezistenţă. Ei sînt folosiţi pentru a limita curentul şi pentru a divide curenţii sau tensiunile. De asemenea, prin intermediul căderii de tensiune IR rezistorii pot fi utilizaţi la convertirea curentului în tensiune.

Un rezistor se caracterizează prin :

— rezistenţă nominală ;

— precizia cu care este stabilită valoarea reală a rezistenţei (toleranţa) ;

— puterea disipată (wattaj).

În unele cazuri se specifică şi stabilitatea în timp sau variaţia cu temperatura şi umiditatea.

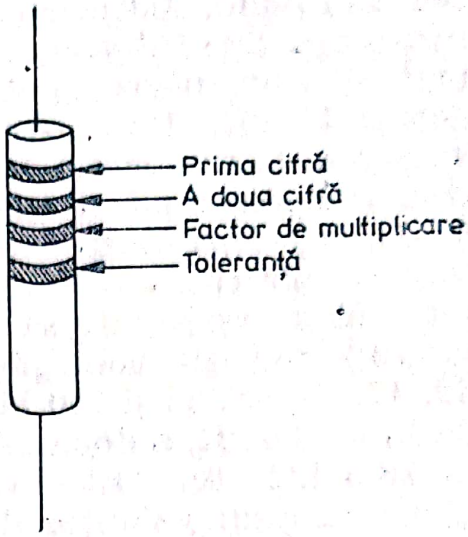
Rezistorii se confecţionează din diferite materiale astfel ca să satisfacă un anumit grup de condiţii. Cel mai frecvent sînt întîlniţi rezistorii de sîrmă, rezistorii de carbon şi rezistorii din pelicule metalice.

Rezistorii de sîrmă se confecţionează prin înfăşurarea unei sîrme pe un suport izolant de ceramică sau uneori de masă plastică. Sîrma este de regulă un aliaj cu rezistenţă relativ mare. Rezistenţele de diferite valori se obţin prin utilizarea sîrmelor de secţiuni, lungimi sau compoziţie diferită. Rezistorii de sîrmă se utilizează atunci cînd sînt necesare valori scăzute ale rezistenţei (ohmi sau fracţiuni de ohmi), putere de disipare relativ mare sau precizie ridicată (1 — 0,001 %).

Rezistorii de carbon constituie tipul cel mai răspîndit. Aceşti rezistori sînt confecţionaţi din cărbune presat la cald. Precizia cu care se stabilesc rezistenţele este cuprinsă între 5 şi 20 %. Dacă este necesară o mai mare precizie (1 — 2 %) se depune un strat fin de carbon pe un suport ceramic. Prin acest strat se trasează un şănţuleţ în spirală astfel că pelicula de carbon

Scanned with OKEN Scanner

Fig. I.9. — Rezistor cu valorile marcate în cod de culori.



apare ca o panglică înfășurată pe suportul ceramic. Rolul șănțuleţului este de a produce un film de carbon de lungime controlabilă, putîndu-se astfel obține, cu un strat de aceeași grosime, diferite valori ale rezistenței.

Valoarea nominală a rezistenței și precizia se imprimă pe corpul rezistorului fie prin cifre, fie cu ajutorul unui cod de culori. În acest din urmă caz pe corpul rezistorului sînt trasate patru benzi colorate. Primele trei reprezintă rezistența iar a patra precizia cu care rezistența reală se apropie de rezistența nominală. Benzile care reprezintă rezistența au semnificațiile redate în fig. I.9. și tabelul I.1. Prima și a doua bandă reprezintă

Tabelul I.1.

Codul culorilor la rezistori

0	negru
1	maro
2	roșu
3	portocaliu
4	galben
5	verde
6	albastru
7	violet
8	gri
9	alb

prima și a doua cifră semnificativă. A treia bandă reprezintă factorul de multiplicare sau numărul de zerouri care trebuie adăugate celor două cifre semnificative pentru a obține rezis-

Scanned with OKEN Scanner

tența în ohmi. Astfel un rezistor marcat roșu, roșu, galben are rezistența $22 \cdot 10^4$ sau 220 000 ohmi, respectiv 220 kΩ. Un marcaj brun, negru, portocaliu, înseamnă $10 \cdot 10^3$ ohmi, respectiv 10 kΩ. Dacă a patra bandă este argintie înseamnă că valoarea de mai sus a fost stabilită cu o precizie de ± 10%, deci valoarea reală a rezistenței se află cuprinsă în intervalul 9—11 kΩ. Din cauza existenței intervalului de toleranță rezistorii se fabrică la valori nominale în așa fel alese încît întregul interval de rezistențe să fie ocupat. Astfel în seria rezistorilor de 10% precizie vom găsi valorile 10, 12, 15, 18, 22, 27, 33, 39, 47, 56, 68, 82 și 100 kΩ. Prima rezistență acoperă domeniul de la 9—11 kΩ, a doua de la 10,8 la 13,2 kΩ, a treia de la 13,5 la 16,5 kΩ etc. Orice valoare a rezistenței poate fi astfel găsită în șirul valorilor de mai sus în limitele intervalului de precizie 10%. Dacă precizia crește și numărul valorilor nominale va crește. Seria de valori nominale prezentată mai sus se numește serie de valori nominalizate. În tabelul I.2. sînt redate valorile nominalizate ale rezistențelor fabricate la I.P.R.S. Băneasa.

Tabelul I.2

Valorile nominalizate ale rezistorilor

±5%	±10%	±20%	±5%	±10%	±20%
100	100	100	330	330	330
110			360		
120	120		390	390	
130			430		
150	150	150	470	470	470
160			510		
180	180		560	560	
200			620		
220	220	220	680	680	680
240			750		
270	270		820	820	
300			910		

Valorile din serie se vor găsi sub formă de multipli sau submultipli în diferitele decade de rezistențe. Astfel semnificația valorii nominalizate de 220 este aceea că în diferite decade vom găsi rezistori de valorile 2,2 Ω, 22 Ω, 220 Ω, 2,2 kΩ, 22 kΩ, 220 kΩ, 2,2 MΩ etc.

Scanned with OKEN Scanner

Rezistorii de pelicule metalice se obţin prin depunerea în vacuum a unui strat foarte subţire de metal pe un suport izolator şi cu coeficientul de dilatare foarte mic. Cu ajutorul şănţuleţelor ce se pot practica la fel ca şi în cazul rezistorilor de carbon, se poate imprima stratului o anumită formă geometrică, lungimea lui putînd fi mărită şi controlată. Aceasta permite ca plecînd de la straturi de aceeaşi grosime să se obţină rezistori cu rezistenţe diferite. Rezistorii de pelicule metalice se pot obţine cu o precizie mai mare, apropiată de cea a rezistorilor de sîrmă, cu deosebire că pot fi fabricaţi şi pentru valori mari ale rezistenţei.

Rezistorii variabili sînt astfel construiţi încît rezistenţa lor să poată fi ajustată după necesităţi. Prin intermediul rezistorilor variabili se pot controla diferiţii parametri dintr-un circuit electronic. Pentru puteri mari un astfel de rezistor se confecţionează din sîrmă înfăşurată pe un suport ceramic. Sîrma nu este acoperită sau lăcuită, aşa că un cursor mobil poate face contact electric în orice punct al acesteia. Mişcînd cursorul se poate selecta valoarea dorită a rezistenţei. Majoritatea rezistorilor variabili folosiţi în aparatele electronice sînt însă de puteri mai mici şi se confecţionează din pelicule de carbon depuse sub forma unui arc de cerc pe un suport izolator. Un cursor fixat pe un ax face contact cu pelicula de carbon. Rotind axul se modifică distanţa între cursor şi capetele rezistorului în acest fel făcîndu-se selecţia rezistenţei dorite. Rezistenţa maximă se notează pe carcasa care închide întreg ansamblul. Pentru valori mici ale rezistenţei şi precizii mai mari se confecţionează rezistori din sîrmă înfăşurată pe un suport izolant îndoit după un arc de cerc sau chiar un cerc aproape întreg. Cursorul este montat tot pe un ax. Rezistorii variabili de puteri mari sînt cunoscuţi sub denumirea de „reostate" iar cei de puteri mici sub aceea de „potenţiometre". Pentru precizii mari se construiesc potenţiometre în care stratul conductor este depus pe un cilindru, în forma unei spirale pe care se mişcă cursorul. Aceasta face ca lungimea conductorului să fie mai mare şi totodată precizia cu care cursorul poate selecta un anumit segment să crească. De obicei astfel de potenţiometre se construiesc cu un număr de 10 spire, precizia fiind de ordinul a 0,1%.

În fig. I.10 sînt date simbolurile utilizate în circuite pentru rezistori şi rezistori variabili.

Puterea disipată. S-a văzut mai sus că mişcarea sarcinilor electrice într-un rezistor implică furnizarea de energie din exte-

Scanned with OKEN Scanner

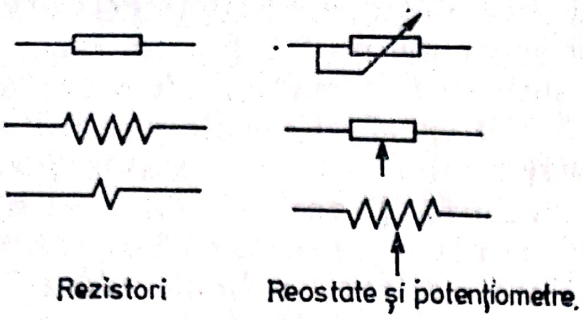


Fig. I.10. — Simboluri utilizate pentru rezistori și rezistori variabili.

rior. Aceasta apare sub formă de căldură în corpul rezistorului, căldură care poate produce diferite efecte. Ridicarea temperaturii rezistorului duce la schimbarea valorii rezistenței acestuia iar în cazuri limită la distrugerea rezistorului ca urmare a topirii, arderii sau volatilizării elementului conductor. Pentru a preîntîmpina aceste efecte, rezistorii se construiesc de anumite forme sau dimensiuni și din diferite materiale, în fiecare caz specificîndu-se puterea maximă ce poate fi admisă a se disipa, fără ca aceștia să se distrugă. Cunoscîndu-se această valoare (wattajul), se poate ușor calcula curentul și tensiunea maximă ce pot fi aplicate unui rezistor. Aceasta se face cu ajutorul ecuației I.10, conform căreia puterea P este egală cu produsul dintre tensiune și curent:

$$P = I \cdot V.$$

Combinînd ecuația I.10 cu legea lui Ohm se obțin alte două forme:

$$P = I^2R \quad \text{și} \qquad \text{(I.26.)}$$

$$P = \frac{V^2}{R}. \qquad \text{(I.27.)}$$

Presupunînd că avem un rezistor de 10 kΩ și putere disipată 1 W, curentul maxim, după ecuația I.26, va fi:

$$I = \sqrt{\frac{1}{10^4}} = 10^{-2}\ \text{A} = 10\ \text{mA},$$

iar tensiunea maximă, după ecuația I.27, va fi:

$$V = \sqrt{1 \cdot 10^4} = 100\ \text{V}.$$

Scanned with OKEN Scanner

Rezistorul respectiv nu poate fi utilizat la curenţi mai mari de 10 mA sau tensiuni ce depăşesc 100 V.

I.3.2. TRADUCTORI MĂRIMI FIZICE-REZISTENŢĂ

Dacă rezistenţa unui anumit dispozitiv sau material variază sub influenţa unor factori externi atunci această calitate se poate utiliza într-un mecanism de convertire a unei mărimi din domeniul fizico-chimic în cel electric. Dintre traductorii care fac conversia la rezistenţe cei mai frecvent utilizaţi sînt traductorii temperatură-rezistenţă şi intensitate luminoasă-rezistenţă.

Traductorii temperatură-rezistenţă sînt printre cei mai răspîndiţi traductori de măsură a temperaturii. Există două categorii de astfel de traductori : cu rezistor metalic şi cu semiconductori (termistori). Reprezentantul tipic al primei categorii este termometrul cu rezistenţă de platină. Acesta constă dintr-un fir de platină bobinat pe un suport izolator. Rezistenţa acestui fir variază liniar cu temperatura, crescînd cu 0,39 % pentru fiecare grad. Domeniul de aplicabilitate se extinde de la —270°C la 1100°C. Introducînd acest fir într-un circuit de măsurare a rezistenţei, rezultatul obţinut va putea servi la calcularea temperaturii. De obicei însă instrumentul de măsură se calibrează direct în unităţi de temperatură.

Termistorii sînt traductori în care partea principală o constituie o plăcuţă dintr-un semiconductor. La această plăcuţă sînt sudate două contacte. Spre deosebire de metale, la care conductibilitatea scade cu temperatura, la semiconductori ridicarea temperaturii are un efect invers. Această diferenţă de comportare se poate explica pe baza teoriei benzilor de energie la solide. Într-un metal toţi purtătorii de sarcină se află deja în bande de conducţie. Ridicarea temperaturii nu măreşte numărul de purtători în schimb măreşte numărul de ciocniri între aceştia şi atomii din reţea. Aceasta echivalează cu creşterea rezistenţei. La semiconductori ridicarea temperaturii dă posibilitatea unui număr tot mai mare de electroni să părăsească banda de valenţă şi să treacă în cea de conducţie. Acest efect depăşeşte cu mult pe acela al creşterii numărului de ciocniri. În consecinţă, conductibilitatea unui semiconductor creşte rapid cu temperatura. Pentru siliciu pur, la temperatura

Scanned with OKEN Scanner

camerei sau apropiată de cea a camerei, conductibilitatea crește cu cca un ordin de mărime la fiecare 25°C. Coeficientul termic al rezistenței termistorilor este deci mult mai mare decît al platinei și prin urmare aceștia vor fi utilizați pentru măsurarea variațiilor foarte mici de temperatură, de ordinul miimilor de grad. Domeniul de aplicabilitate al termistorilor este însă mai redus decît cel al rezistenței de platină, fiind cuprins între —100° și +300°C. De asemenea variația rezistenței termistorilor are loc în dependență liniară cu temperatura numai pe domenii mai restrînse de temperatură.

Traductorii intensitate luminoasă-rezistență se bazează pe proprietatea unor semiconductori de a-și mări conductibilitatea dacă sînt supuși unui flux luminos. Explicația fenomenului se face tot pe baza benzilor de energie în solide, ridicarea electronilor din banda de valență făcîndu-se în urma absorbției de energie furnizată de fotonii incidenți. Traductorii la care conductivitatea variază în funcție de intensitatea fluxului luminos și a lungimii de undă a luminii se numesc *fotorezistențe*. Materialele semiconductoare folosite în acest caz sînt sulfura, seleniura și telurura de cadmiu. Sulfura de cadmiu este sensibilă în domeniul vizibil, răspunsul maxim fiind la cca 525 nm. Seleniura este sensibilă la radiații din regiunea roșie îndepărtată a spectrului (725 nm) iar telurura la infraroșu (peste 850 nm).

I.4. CAPACITATEA ELECTRICĂ

Capacitatea este o proprietate electrică tipică tuturor dispozitivelor electronice. Între doi conductori care sînt separați de un izolator există întotdeauna o capacitate, C. Aceasta poate fi considerată ca o măsură a cantității de sarcină electrică q, necesară stabilirii unei anumite diferențe de potențial V, între cei doi conductori.

$$C = \frac{q}{V}. \qquad \text{(I.28.)}$$

Unitatea de măsură a capacității coulomb/volt este denumită farad (F).

Scanned with OKEN Scanner

Ecuaţia I.28 poate fi scrisă şi în altă formă. Avînd în vedere că :

$$I = \frac{dq}{dt} \qquad (I.29.)$$

şi :

$$dq = Cdv \qquad (I.30.)$$

se obţine :

$$I = C\frac{dv}{dt}. \qquad (I.31.)$$

Ecuaţia I.31 indică faptul că printr-un circuit care conţine o capacitate valoarea curentului va fi diferită de zero numai dacă tensiunea aplicată variază în timp. O primă consecinţă a acestui fapt este că un circuit ce conţine o capacitate va permite separarea componentei alternative a unui semnal de cea continuă. Componenta alternativă va străbate circuitul pe cînd cea continuă nu. O a doua consecinţă este utilizarea dispozitivelor electronice cu capacitate pentru înmagazinarea de energie şi uneori de informaţii, după cum se va vedea la capitolul dedicat amplificatoarelor operaţionale.

Dispozitivul electronic destinat introducerii unei capacităţi într-un circuit se numeşte condensator. În principiu, un condensator constă din doi conductori cu suprafaţă mare (două folii metalice), separate printr-un izolator care poate fi aerul sau un dielectric oarecare. A încărca un condensator, înseamnă a produce între cele două plăci o diferenţă de potenţial, lucru ce se realizează, acumulînd o cantitate de sarcină negativă pe una din plăci şi o cantitate egală de sarcină pozitivă pe cealaltă. În cursul operaţiunii de încărcare prin circuit va trece un curent, diferenţa de potenţial dintre cele două plăci crescînd mereu. Întrerupînd curentul ($I = 0$) tensiunea nu se mai modifică ($V = \text{const.}$). Faptul că $V \neq 0$ arată că acest condensator a devenit depozitarul unei cantităţi de energie potenţială. Aceasta este echivalentă cu lucrul mecanic ce a fost depus pentru separarea sarcinilor de pe cele două plăci, fiind proporţională cu tensiunea, respectiv cu cîmpul electric creat în stratul de dielectric.

Scanned with OKEN Scanner

I.4.1. CONDENSATORII CA PIESE ÎN ELECTRONICĂ

După cum s-a arătat mai sus, condensatorul constă din două suprafeţe conductoare separate printr-un material dielectric. Un condensator este caracterizat prin valoarea nominală a capacităţii, tensiunea maximă de lucru şi precizie.

Capacitatea unui condensator se poate calcula cu ajutorul formulei I.32 :

$$C = 8{,}85 \cdot 10^{-12} \frac{\varepsilon_r \cdot a}{d}, \qquad \text{(I.32.)}$$

unde :

ε_r = constanta dielectrică a materialului dintre plăci ;
a = suprafaţa fiecărei plăci în m^2 ;
d = distanţa dintre plăci, respectiv grosimea stratului de dielectric în m.

$8{,}85 \cdot 10^{-12}$ reprezintă permitivitatea vidului măsurată în farazi/m. De exemplu : capacitatea unui condensator format din două folii metalice pătrate, cu latura de 25 cm, separate între ele de o folie de polietilenă ($\varepsilon_r = 2{,}3$) de 0,1 mm, va fi :

$$C = \frac{2{,}3 \times 8{,}85 \cdot 10^{-12} \times 6{,}25 \cdot 10^{-2}}{1 \cdot 10^{-4}} = 12{,}7 \cdot 10^{-9}\ \text{F}.$$

Se poate observa că faradul este o unitate de măsură foarte mare. Pentru a obţine o capacitate de 1 F utilizînd folia de polietilenă din exemplul de mai sus, suprafaţa fiecărei plăci ar trebui să fie de aproximativ 5 km^2. Din acest motiv unităţile cele mai frecvent întîlnite în măsurarea capacităţii sînt microfaradul $\mu F = 10^{-6}$ F, nanofaradul $nF = 10^{-9}$ F şi picofaradul $pF = 10^{-12}$ F.

Condensatorii de capacităţi mici, nF şi pF, se obţin acoperind cu un strat metalic cele două feţe ale unui disc de ceramică. La straturile metalice se sudează apoi conductorii şi discul se acoperă cu un strat izolator. Pentru stabilităţi mai bune, în special la frecvenţe înalte se utilizează mică în loc de material ceramic. Pentru capacităţi mai mari, pînă la 100 μF, condensatorii se obţin prin rularea a două folii de aluminiu separate

Scanned with OKEN Scanner

cu folii de hîrtie sau plastic. Cu cît crește suprafața foliilor metalice și descrește grosimea dielectricului, cu atît mai mare va fi capacitatea. Dielectricul utilizat nu poate fi prea subțire fără ca aceasta să afecteze tensiunea maximă la care lucrează condensatorul. Din acest motiv, condensatorii destinați lucrului la tensiuni înalte au un strat dielectric mai gros și în consecință un volum mai mare. Depășirea tensiunii maxime indicată pe condensator duce la distrugerea acestuia în urma străpungerii dielectricului.

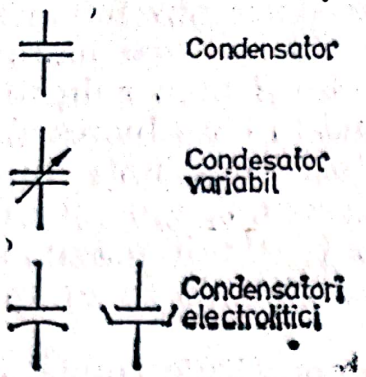
O categorie deosebită de condensatori o constituie condensatorii electrolitici. Aceștia constă dintr-o folie metalică a cărei suprafață se supune unui tratament într-o baie de electroliză. Aceasta duce la formarea unui strat foarte subțire de oxid metalic care constituie stratul de dielectric. Folia rulată se introduce într-o soluție de electrolit, care va juca rolul celei de a doua plăci. Întrucît cei doi conductori, folia metalică și electrolitul, sînt separați printr-un strat foarte subțire de dielectric, oxidul, se obține un condensator de capacitate foarte ridicată, ocupînd un spațiu relativ mic. Acești condensatori se pot fabrica pentru capacități de pînă la cîteva mii de microfarazi. Ca și în cazul precedent un strat subțire de oxid permite obținerea unei mari capacități, în schimb tensiunea de străpungere scade. Pentru a obține condensatori cu tensiuni de străpungere mari este necesară formarea unui strat mai gros de oxid, fapt care duce la micșorarea capacității în cazul că suprafața foliei se menține constantă. Fiindcă un condensator electrolitic este în fond o celulă electrolitică polarizată, polaritatea tensiunii aplicate nu este indiferentă. Folia metalică este polul pozitiv, pe carcasa condensatorului electrolitic fiind întotdeauna indicată polaritatea. Nerespectarea acesteia la introducerea condensatorului în circuit, atrage după sine dizolvarea stratului de oxid urmată de degajarea de gaze ca efect al proceselor de electroliză, fenomen care poate duce la explozia condensatorului. Condensatorii electrolitici sînt supuși fenomenelor de îmbătrînire manifestată prin scăderea capacității, ca urmare a transformărilor pe care le suferă stratul de oxid.

Dintre diferitele tipuri de condensatori electrolitici se remarcă condensatorii de tantal care au o deosebit de mare capacitate pe unitatea de volum.

Condensatorii variabili sînt destinați circuitelor în care valoarea capacității trebuie să fie controlabilă în limite care nu depășesc un nanofarad.

Scanned with OKEN Scanner

Fig. I.11.— Simboluri utilizate pentru condensatori.



Ei se prezintă de obicei sub formă de condensatori variabili cu plăci, avînd aerul drept dielectric, şi trimerii care sînt condensatori cu ceramică sau mică. Primul tip constă dintr-o serie de plăci metalice paralele între care pot pătrunde alte plăci mobile. Acestea din urmă sînt fixate pe un ax prin rotirea căruia se poate varia gradul de întrepătrundere al plăcilor şi deci suprafaţa condensatorului astfel format. Acest tip de condensator variabil este întîlnit de exemplu în aparatele de radio, unde serveşte la acordarea pe diferite lungimi de undă, respectiv diferite posturi.

Trimerii se utilizează în acele părţi ale circuitelor unde schimbarea capacităţii se face ceva mai rar şi cunoaşterea valorii exacte nu este necesară. Un trimer constă de obicei din două plăci metalice în formă de semicerc, separate printr-un dielectric, ceramică sau mică. Una din plăci este mobilă, axul său fiind un şurub. Prin învîrtirea cu o şurubelniţă se poate ajusta aria de suprapunere, reglîndu-se astfel capacitatea.

În fig. I.11 sînt date simbolurile cele mai des întîlnite pentru condensatori.

I.4.2. TRADUCTORI MĂRIMI FIZICE-CAPACITATE

Conform ecuaţiei I.32 capacitatea unui dispozitiv oarecare depinde de dimensiunile şi natura acestuia. Orice parametru care influenţează una din dimensiunile geometrice ale sistemului sau natura materialului dielectric duce la modificarea capacităţii. În acest mod măsurarea capacităţii poate constitui o cale pentru determinarea şi urmărirea intensităţii parametrului respectiv. Un exemplu îl constituie traductorul de măsu-

Scanned with OKEN Scanner

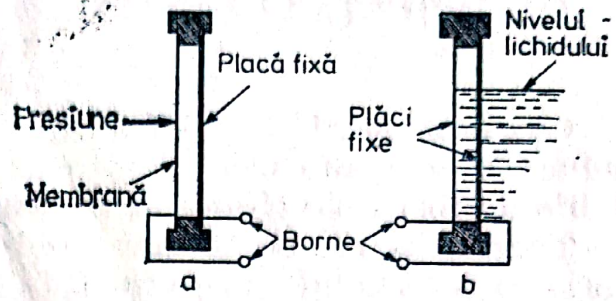


Fig. I.12. — Traductori capacitivi de presiune şi nivel.

rare a presiunii şi cel de măsurare a nivelului unui lichid (fig. I.12).

În primul caz, traductorul constă din două plăci, una fixă şi alta mobilă (membrana). La schimbarea presiunii aplicată membranei curbura acesteia se modifică, variind astfel distanţa dintre cele două plăci şi totodată capacitatea condensatorului format de acestea. În cel de al doilea caz nu se mai modifică distanţa între plăci, ci valoarea lui ε_r, odată cu schimbarea nivelului lichidului.

Un traductor capacitiv similar cu cel de măsurare a presiunii îl constituie celula Golay sau traductorul pneumatic, utilizat în aparatele de măsurare a radiaţiei infraroşii, sau în fotometrele nedispersive de infraroşu.

O celulă Golay este în fond o cutie ermetică ce conţine un gaz inert. O faţă a cutiei este înnegrită, astfel că la iradierea acesteia cu infraroşii gazul din interior se va încălzi şi presiunea sa va creşte. Faţa opusă a cutiei este constituită dintr-o membrană metalizată. În interiorul cutiei, în apropierea membranei este plasată o placă perforată. Aceasta împreună cu membrana formează un condensator, a cărei capacitate depinde de gradul de deformare a acesteia din urmă. Curbura membranei este funcţie de presiunea din interiorul cutiei care la rîndul ei depinde de temperatură. În ultimă instanţă capacitatea traductorului se modifică în funcţie de cantitatea de radiaţie infraroşie absorbită. Acest tip de traductor este foarte sensibil şi se utilizează în special pentru determinarea absorbţiei radiaţiilor infraroşii de către gaze.

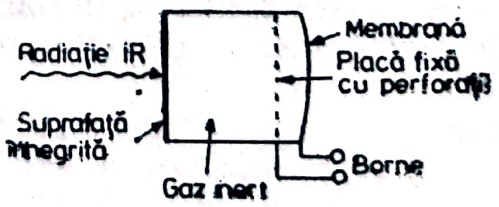


Fig. I.13. — Celula pneumatică (Golay) pentru măsurarea intensităţii radiaţiei infraroşii.

Scanned with OKEN Scanner

I.5. INDUCTANȚA

Conform legii lui Faraday, variația fluxului magnetic induce o tensiune electromotoare în orice conductor aflat în liniile de forță ale cîmpului respectiv.

Tensiunea electromotoare indusă este dată de viteza de variație a fluxului magnetic total.

$$V = -\frac{d\Phi}{dt}. \qquad (I.33.)$$

În cazul unei bobine care nu se află în vecinătatea unui material feromagnetic, fluxul total este direct proporțional cu intensitatea curentului care străbate spirele înfășurării.

$$\Phi = L \cdot i. \qquad (I.34.)$$

Mărimea L se numește inductivitate proprie sau inductanță proprie.

Pentru un circuit nedeformabil, fără piese mobile, tensiunea electromotoare indusă este dată de relația :

$$V = -L\frac{di}{dt}. \qquad (I.35.)$$

Semnul — indică tocmai faptul că tensiunea electromotoare indusă se opune variației curentului, L fiind o mărime pozitivă.

Este important de precizat faptul că o bobină este capabilă să acumuleze o energie magnetică direct proporțională cu inductanța și pătratul intensității curentului care circulă prin spirele ei :

$$E_m = L\frac{i^2}{2}. \qquad (I.36.)$$

Se poate arăta că inductanța unei bobine care nu se găsește în vecinătatea unui material feromagnetic este dată de relația :

$$L = \mu_0 N^2 \cdot \frac{S}{l}, \qquad (I.37.)$$

unde N — numărul total de spire a bobinei,
l — lungimea bobinei,
S — secţiunea transversală,
μ_0 — permeabilitatea magnetică în vid.

Aşadar, parametrii constructivi ai bobinei influenţează fluxul magnetic total, aducîndu-şi contribuţia lor la proiectarea circuitelor electronice.

Inductanţa se exprimă în henry (H).

O inductanţă de 1 H induce o t.c.e.m. de 1 V, cînd viteza de variaţie a curentului este 1 A/s.

Circuitele în curent alternativ cu R, C, L se numesc circuite reactive. Ele nu vor constitui decît obiectul unei observaţii în capitolul de faţă.

Atunci cînd se studiază circuitele R, C, L în curent alternativ se utilizează reprezentările fazoriale, iar mărimile tradiţionale îşi modifică denumirea, avînd şi alte semnificaţii fizice. În acest caz se vorbeşte despre aşa-numita impedanţă a unui circuit (Z), mărime care în esenţă reprezintă tot o rezistenţă totală a circuitului respectiv, dar în curent alternativ.

De exemplu, pentru un circuit serie R, L, C, valoarea impedanţei este dată de relaţia:

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}, \qquad \text{(I.38.)}$$

unde R, L, C sînt mărimi deja întîlnite iar ω este pulsaţia.

BIBLIOGRAFIE

1. C. G. ENKE, *Data Domains*, în „Analyt. Chem.", 43, Jan. 69 A (1971).
2. H. V. MALMSTADT şi C. G. ENKE, *Digital Electronic, for Scientists*, W. A. Benjamin, Menlo Park, Calif. 1969.
3. K. S. LION, *Instrumentation in Scientific Research-Electrical Input Transducers*, McGraw-Hill, New-York, 1959.
4. F. J. OLIVER, *Practical Instrumentation Transducers*, Hayden, New-York, 1971.
5. H. V. MALMSTADT, C. G. ENKE, S. R. CROUCH, *Electronic Measurements for Scientist*, W. A. Benjamin, Menlo Park, Calif., 1974.

Scanned with OKEN Scanner

6. I. POGANY şi M. BANCIU, *Metode fizice în chimia organică*, Ed. Ştiinţifică, Bucureşti, 1972.
7. W. F. PICKERING, *Modern Analytical Chemistry*, Marcel Dekker, New-York, 1971.
8. I. CURIEVICI, *Automatizări în industria chimică*, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1966.
9. H. DE WAARD şi D. LAZARUS, *Modern Electronics*, Addison-Wesley, Reading, Mass., 1966.
10. R. J. SMITH, *Circuits, Devices and Systems*, ed. a II-a, Wiley and Sons, New-York, 1971.
11. B. M. OLIVER şi J. M. CAGE, *Electronic Measurements and Instrumentation*, McGraw-Hill, New-York, 1971.
12. E. J. BAIR, *Introduction to Chemical Instrumentation*, McGraw-Hill, New-York, 1972.
13. G. W. EWING, *Analytical Instrumentation*, Plenum Press, New-York, 1966.
14. I.P.R.S. Băneasa, *Catalog Componente Pasive*, 1971.
15. H. H. WILLARD, L. L. MERRITT şi J. A. DEAN, *Instrumental Methods of Analysis*, ed. a 4-a, Van Nostrand, Princeton, New-Jersey, 1965.
16. O. PIRINGER şi E. TĂTARU, *Cromatografia în stare gazoasă*, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1969.

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul II
TEHNICA MĂSURĂTORILOR ELECTRICE

Mărimile fizice pot fi analizate atît din punct de vedere calitativ, cît şi din punct de vedere cantitativ.

Acest ultim mod de analiză ne interesează în capitolul de faţă.

Conform conceptelor descrise în capitolul I al lucrării, evaluarea anumitor fenomene este legată şi de aprecierea numerică a stării unei mărimi la un moment dat.

În legătură cu dispozitivele care prelucrează semnalele comunicate de sistemele fizico-chimice se pun o serie de probleme cum ar fi : tipul de aparat de măsură necesar într-o determinare, exactitatea determinării, sensibilitatea aparatului.

Se cunosc două clase de aparate de măsură din punct de vedere al consumului energetic.

O primă clasă este aceea a aparatelor care utilizează o parte din energia fenomenului studiat. Acestea au o construcţie care se bazează pe principiul interacţiunii a două cîmpuri magnetice.Din această clasă fac parte aparatele magnetoelectrice, electromagnetice şi electrodinamice.

A doua clasă este alcătuită de aparatele electronice care posedă surse auxiliare de energie şi care sînt mai complicate din punct de vedere constructiv, fiind alcătuite din mai multe „etaje".

II.1. APARATELE MAGNETOELECTRICE

Aceste aparate funcţionează pe principiul interacţiunii cîmpului magnetic generat de un magnet permanent fix cu cîmpul magnetic generat de o bobină mobilă parcursă de

curentul de măsurat. Magnetul permanent are polii de o construcție deosebită astfel încît să poată bascula între ei sistemul mobil. Fluxul magnetic generat între poli este parțial scurtcircuitat de către o priză reglabilă care permite atît menținerea constantă a inducției în întrefier cît și ajustarea sensibilității aparatului care variază în timp datorită fenomenului de demagnetizare parțială a magnetului permanent. Bobina mobilă este înfășurată pe un suport din material ușor (aliaj de aluminiu) și poate pendula în spațiul dintre piesele polare și un miez cilindric. Ea este atașată de un ax prevăzut cu lagăre dure (safir) și arcuri spirale, care sînt uneori și căi de curent. Întreg sistemul mobil are centrul de greutate situat în interiorul axului astfel încît este perfect echilibrat atît în repaus cît și în timpul determinării (fig. II.1).

La aparatele mai pretențioase axul este înlocuit de un fir torsionat. De bobină mai este fixat un ac indicator sau o oglindă pentru aparatele cu spot luminos. În urma interacțiunii cîmpurilor generate de părțile mobile și fixă apare un cuplu activ, Ca, exprimat prin raportul între variația energiei potențiale a cîmpului (ΔEp) și deviația unghiulară a părții mobile ($\Delta\alpha$):

$$Ca = \frac{\Delta Ep}{\Delta\alpha}, \qquad \text{(II.1.)}$$

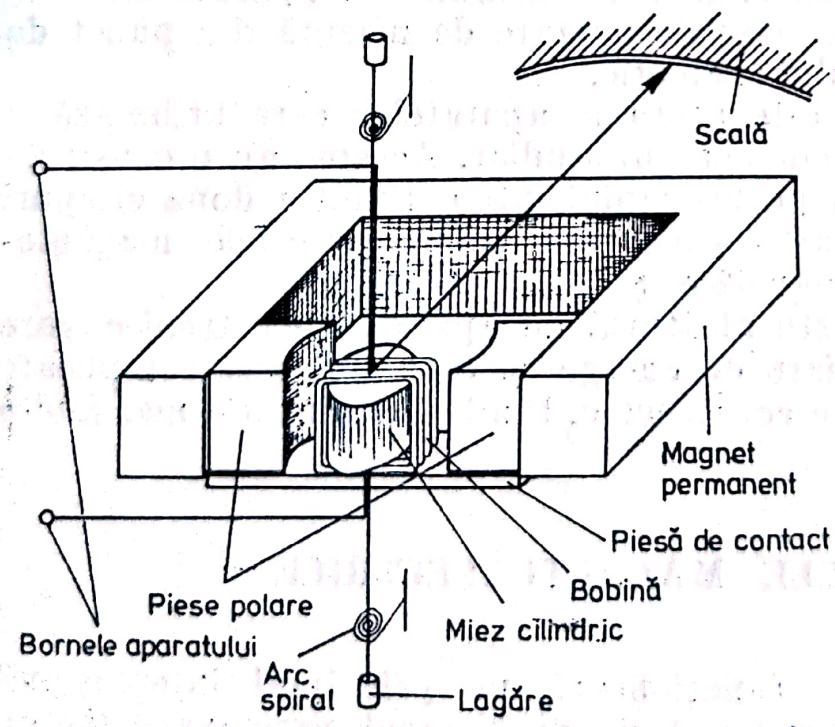


Fig. II.1. — Structura unui aparat magnetoelectric.

Scanned with OKEN Scanner

deci :

$$Ca = \Phi \cdot I, \qquad \text{(II.2.)}$$

deoarece :

$$Ep = \Phi' I, \qquad \text{(II.3.)}$$

unde :

$$\Phi' = \Phi \cdot \alpha. \qquad \text{(II.4.)}$$

Φ este fluxul magnetic datorat părții fixe; I este curentul care străbate bobina, iar α exprimă unghiul de deviație a părții mobile.

Cuplului activ i se opune un cuplu rezistent Cr, datorat arcurilor spirale sau torsionării firului. Acesta este proporțional cu deviația acului :

$$Cr = k \cdot \alpha, \qquad \text{(II.5.)}$$

k fiind constanta de elasticitate a arcurilor spirale (firului torsionat).

La echilibru :

$$Ca = Cr. \qquad \text{(II.6.)}$$

Din formulele (II.2.), (II.5.) și (II.6.) rezultă :

$$\alpha = \frac{\Phi}{k} \cdot I. \qquad \text{(II.7.)}$$

Se știe însă că raportul dintre o deviație și curentul care o provoacă exprimă sensibilitatea aparatului. Din formula (II.7.) avem pentru sensibilitate, în acest caz, relația :

$$\frac{\alpha}{I} = \frac{\Phi}{k}. \qquad \text{(II.8.)}$$

Evident, pe lîngă cele două cupluri amintite mai sus mai apare și un cuplu de frînare care duce la amortizarea oscilațiilor acului indicator. Acesta este rezultatul inducerii în bobină a unor curenți de opoziție.

Scanned with OKEN Scanner

Aparatele magnetoelectrice, aşa cum se vede din (II.7.), sînt folosite pentru măsurarea curenţilor. În anumite condiţii pot fi folosite şi ca voltmetre, înseriind cu bobina mobilă o rezistenţă adiţională (vezi pag. 64).

Caracteristici. 1. Din cauza momentului mare de inerţie al sistemului mobil, aparatele nu indică trecerea curentului alternativ deoarece în acest caz cuplul activ mediu este nul.

2. Din relaţia de deflexie (II.7.) se constată că aceste aparate au scala liniară, fiind foarte precise, mergînd pînă la 0,5 — 3% din întreaga scală, pentru aparatele generale şi 0,1 — 1% pentru tipurile de laborator.

3. Rezistenţa internă a acestor aparate se exprimă în ohmi (Ω), iar sensibilitatea în μA/grad sau în μA/întreaga scală. Eventualele surse de erori sînt datorate mai ales fricţiunilor sau unor defecţiuni mecanice. Pe aparatele de acest tip, se notează clasa de precizie şi simbolul ⊓.

II.2. APARATELE ELECTROMAGNETICE

Principiul de funcţionare al acestor aparate constă în modificarea inductanţei unei bobine fixe parcurse de curentul de măsurat în funcţie de rotaţia în jurul unui ax a unei piese de material feromagnetic. De această piesă este fixat acul indicator. Variaţia cîmpului magnetic al bobinei face ca această interacţiune să difere de la moment la moment şi odată cu ea indicaţia acului pe o scală gradată. Se poate deci citi direct valoarea mărimii ce produce deviaţia (fig. II.2).

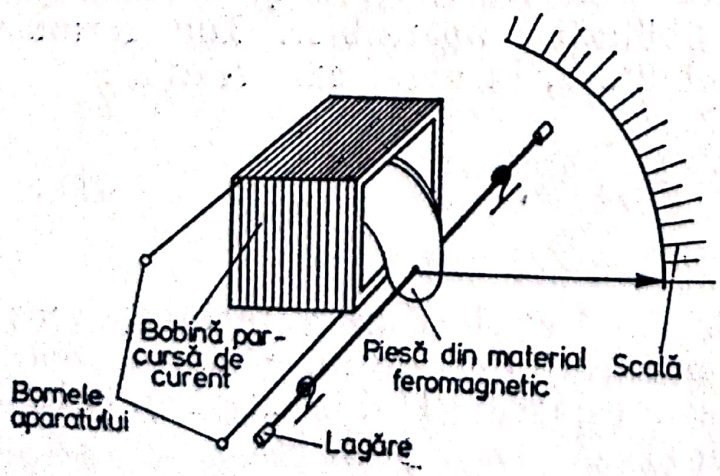


Fig. II.2. — Structura unui aparat electromagnetic.

Mişcarea piesei mobile determină o variaţie a inductanţei bobinei. În acest caz cuplul activ, Ca, va avea expresia :

$$Ca = \frac{dE}{d\alpha} = \frac{1}{2} I^2 \frac{dL}{d\alpha}, \qquad \text{(II.9.)}$$

unde I este curentul ce parcurge bobina, L este inductanţa bobinei, iar α exprimă tot deviaţia acului indicator.

Cuplul rezistent, Cr, este un rezultat al acţiunii arcurilor spirale şi are expresia cunoscută :

$$Cr = k \cdot \alpha.$$

La echilibru : $Cr = Ca$,
deci :

$$\alpha = \frac{1}{2} \cdot k \cdot \frac{dL}{d\alpha} \cdot I^2. \qquad \text{(II.10.)}$$

Dacă $\frac{dL}{d\alpha}$ este constant, atunci aparatul are scala pătratică, putînd fi utilizat atît în curent continuu cît şi în curent alternativ.

Aparatele electromagnetice se pot utiliza atît pentru măsurări de curenţi, cît şi pentru măsurări de tensiuni prin amplasarea de rezistenţe adiţionale. În curent alternativ indicaţia aparatelor este influenţată de frecvenţă.

Din păcate, datorită histerezisului magnetic al pieselor mobile şi curenţilor turbinari induşi în acestea, aparatele electromagnetice dau erori pînă la 3%. Acest dezavantaj se înlătură prin utilizarea unor aliaje cu inducţie remanentă mică, cu dimensiune redusă a pieselor mobile, carcasele fiind construite din masă plastică.

Cu tot consumul relativ mare de putere, robusteţea şi simplitatea construcţiei fac ca aceste aparate să fie utilizate foarte des în instalaţiile industriale. Simbolul lor este

II.3. APARATE ELECTRODINAMICE

La această categorie de aparate informaţia este obţinută în urma interacţiunilor care apar între două bobine înseriate, una fixă iar cea de a doua mobilă (fig. II.3).

Scanned with OKEN Scanner

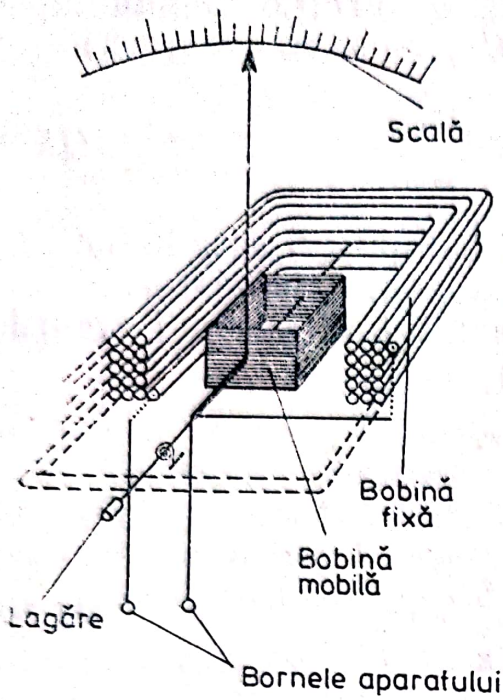


Fig. II.3. — Structura unui aparat electrodinamic.

Atunci cînd un curent I trece prin cele două bobine, datorită apariţiei unor forţe electrodinamice, se manifestă un cuplu :

$$Ca = \frac{dE}{d\alpha} = I^2 \cdot \frac{dM}{d\alpha}, \qquad \text{(II.11.)}$$

în care M este inductanţa mutuală a celor două bobine. Cuplul rezistent dat de arcurile spirale (fig. II.5), care sînt şi căi de curent, echilibrează cuplul activ, astfel încît deviaţia este exprimată de formula :

$$\alpha = \frac{1}{k} \cdot \frac{dM}{d\alpha} \cdot I^2. \qquad \text{(II.12.)}$$

Din relaţia anterioară se observă că deviaţia depinde neliniar de circuit, ceea ce explică gradarea neuniformă a scalei. Cele două bobine sînt construite în aşa fel încît variaţia neliniară a inductanţei mutuale să compenseze neliniaritatea scalei pătratice. Aparatele electrodinamice au o bună precizie (0,2 %) şi o sensibilitate mare, fiind utilizate îndeosebi ca miliampermetre. Simbolul înscris pe ele este ⌸ .

Scanned with OKEN Scanner

II.4. OSCILOSCOPUL CATODIC

Osciloscopul catodic este un dispozitiv de măsură şi control capabil să vizualizeze mărimi fizice care depind de una sau două variabile. În cazul osciloscopului acul indicator este înlocuit cu un fascicul de electroni. Piesa principală este un tub catodic (vezi fig. II.4), care constă dintr-o incintă vidată în interiorul căreia se găsesc un tun electronic şi două sisteme de deflecţie. Tunul electronic se compune dintr-un generator de electroni, catod şi un sistem de focalizare şi accelerare a electronilor. Sistemul de focalizare, respectiv accelerare, este alcătuit din doi anozi plasaţi la potenţiale pozitive mari în raport cu catodul. Fasciculul de electroni generat de tun loveşte ecranul fluorescent şi pe acesta va apare un punct luminos de coloraţie diversă, în funcţie de tipul de substanţă fluorescentă utilizată.

Intensitatea luminoasă a spotului şi focalizarea lui depind de modul în care este modificată distanţa focală a lentilei electrostatice alcătuită din cei doi anozi.

Dacă pe plăcile de deflecţie nu se aplică nici un semnal spotul va desemna pe ecran un punct luminos. Atunci cînd pe una din perechile de plăci se aplică o tensiune continuă, punctul luminos se va deplasa fie pe verticală (dacă semnalul e aplicat la sistemul de deflecţie verticală), fie pe orizontală; cu o distanţă proporţională cu mărimea semnalului aplicat.

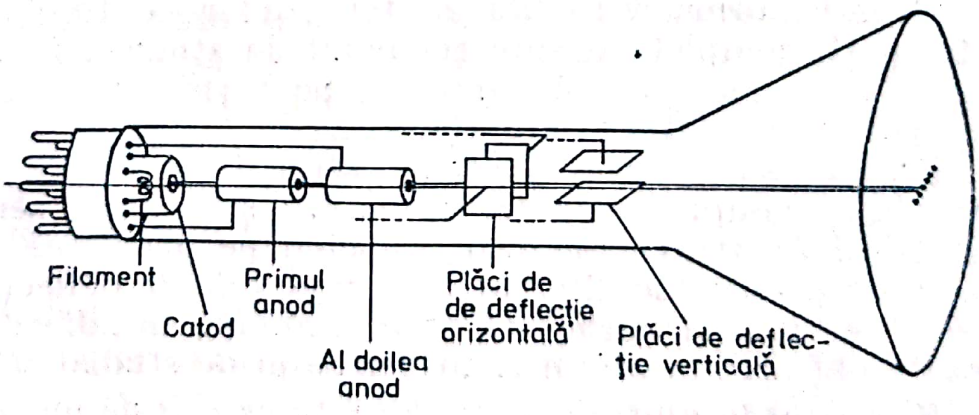


Fig. II.4. — Secţiune prin tubul catodic al unui osciloscop.

Scanned with OKEN Scanner

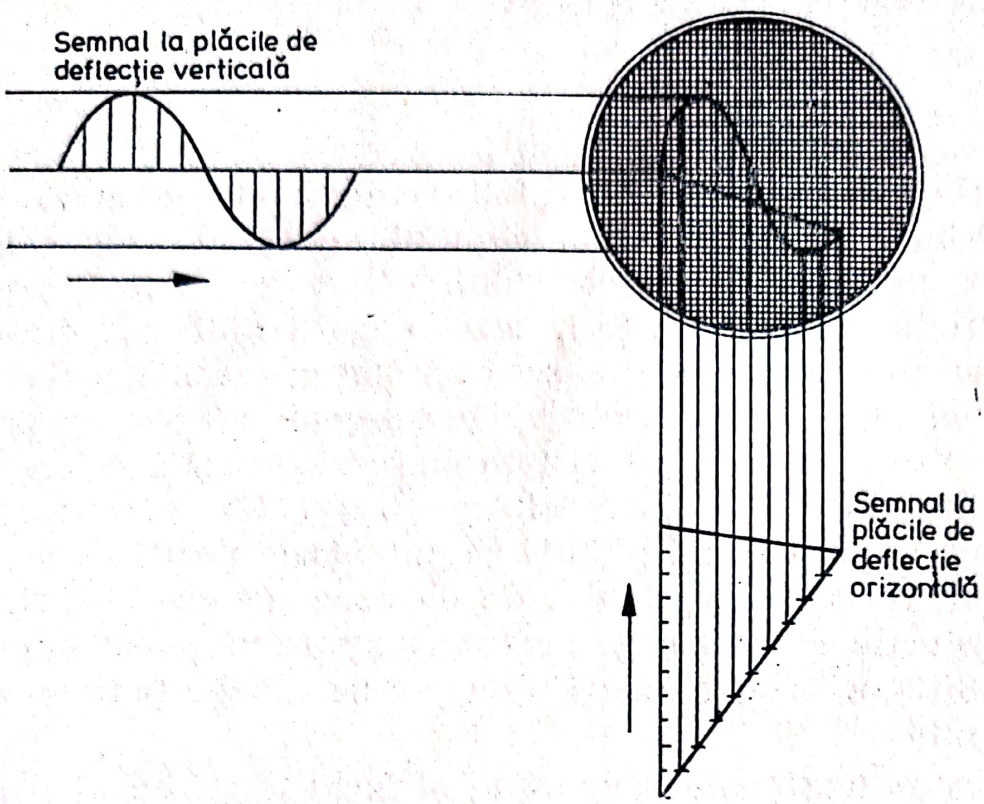


Fig. II.5. — Formarea unui semnal alternativ pe ecranul osciloscopului.

În urma aplicării unui semnal alternativ, pe una din perechile de plăci de deflecţie se obţine pe ecran un segment de dreaptă. Aceasta se datorează faptului că spotul suferă o deplasare pe verticală sau orizontală, cu o viteză proporţională cu frecvenţa semnalului alternativ. La frecvenţe relativ mari, datorită unei remanenţe a luminozităţii ecranului cît şi a vitezei mici de răspuns a ochiului, se creează pe retină imaginea unei linii.

Dacă în urma vizualizării tensiunilor continui, obţinem informaţii complete despre semnalul de studiat, în cel de al doilea caz, imaginea obţinută nu ne furnizează date despre perioada semnalului alternativ.

Practic s-a constatat că un semnal alternativ poate fi vizualizat complet, dacă se utilizează şi a doua pereche de plăci de deflecţie. Într-adevăr, aplicînd pe plăcile de deflecţie verticală o tensiune alternativă, iar pe cele de deflecţie orizontală o tensiune de structură aparte, numită în „dinţi de ferăstrău", obţinem pe ecran chiar semnalul de studiat (fig. II.5).

Semnalul în dinţi de ferăstrău este produs de un generator de unde care se poate conecta sau nu la plăcile de deflecţie

Scanned with OKEN Scanner

orizontală. Dacă această tensiune în dinţi de ferăstrău este cuplată la plăcile de deflecţie orizontală, fără a introduce vreun semnal pe plăcile de deflecţie verticală, pe ecran spotul va descrie o mişcare uniformă de la stînga spre dreapta. În momentul în care spotul ajunge la marginea din dreapta a ecranului, se reîntoarce brusc în partea stîngă. Acest salt este inobservabil, deoarece pe durata lui se aplică o tensiune de negativare care stinge spotul. Prin procedeul amintit anterior se poate, în principiu, vizualiza un semnal alternativ, cu condiţia unei acordări perfecte a frecvenţei semnalului cu frecvenţa undei în dinţi de ferăstrău. Dacă cele două frecvenţe diferă, chiar uşor, imaginea alunecă sau se obţine o multitudine de imagini în mişcare. Pentru a obţine o imagine stabilă se recurge la un procedeu de sincronizare care constă în introducerea semnalului la un anumit moment (fig. II.6.a) pe tensiunea în dinţi de ferăstrău, astfel încît între frecvenţele semnalului de studiat şi a semnalului în dinţi de ferăstrău să existe un raport de numere întregi. Acest lucru este realizat de un dispozitiv de sincronizare cunoscut sub numele de trigger.

Dacă pe cele două sisteme de deflecţie se introduc simultan două semnale alternative sinusoidale pe ecran se vor forma nişte figuri compuse cunoscute sub numele de figuri Lissajous (fig. II.6.b). În acest caz osciloscopul poate furniza informaţii despre raportul amplitudinilor celor două semnale, diferenţa de fază precum şi raportul frecvenţelor. Cu alte cuvinte, un osciloscop poate funcţiona şi ca logometru. Pentru a mări sensibilitatea unui osciloscop fiecare pereche de plăci de deflecţie posedă cîte un sistem de amplificare. În general, schema bloc a unui osciloscop se prezintă ca în fig. II.7.

Cu toată diversitatea osciloscoapelor, în principiu orice osciloscop trebuie să posede următoarele comutatoare pe panoul central : un dispozitiv de reglare a luminozităţii, unul de reglare a focalizării, selectorului bazei de timp, pentru reglarea vitezei spotului, dispozitivul de sincronizare (care permite alegerea momentului de declanşare a spotului şi introducerea semnalului pe tensiunea în dinţi de ferăstrău), intrarea la plăcile de deflecţie orizontală, dispozitive pentru deplasarea spotului pe orizontală, respectiv verticală, selectorul amplificatorului de intrare pe plăcile de deflecţie verticală, intrarea pe plăcile de deflecţie verticală.

Scanned with OKEN Scanner

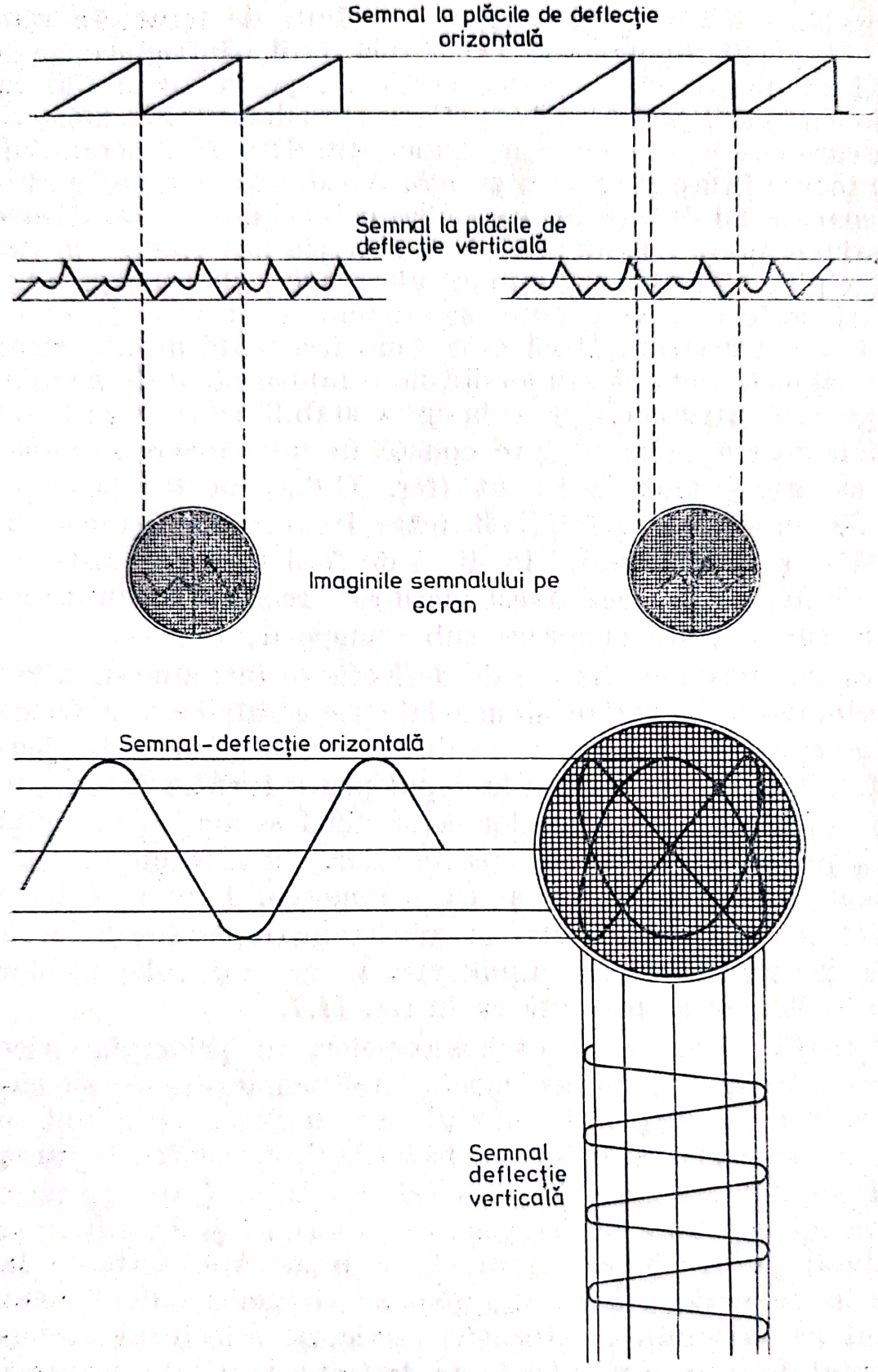


Fig. II.6. — a, Sincronizarea unui semnal; b. Figuri Lissajous.

Scanned with OKEN Scanner

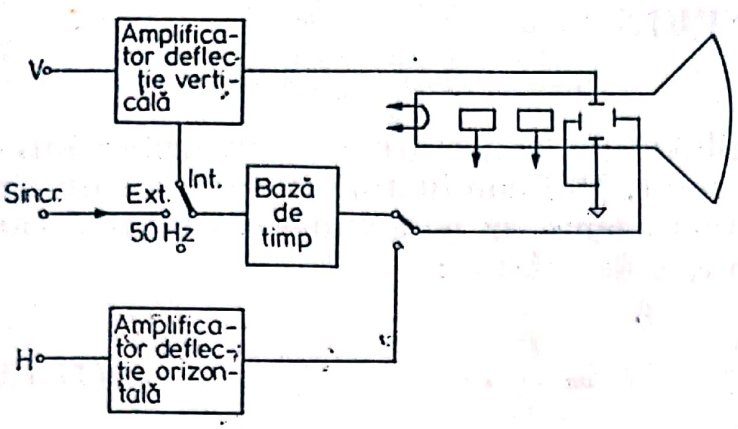


Fig. II.7. — Schema bloc a unui osciloscop.

Pentru a ilustra mai bine afirmațiile anterioare se dă mai jos (fig. II.8) placa frontală a unui osciloscop E0101, produs de IEMI — București.

Osciloscoapele se pot realiza și în variante mai complicate, cu dublu spot, cu posibilitate de memorare, și eventual modelare, în acest ultim caz ele fiind cunoscute sub numele de sincroscoape.

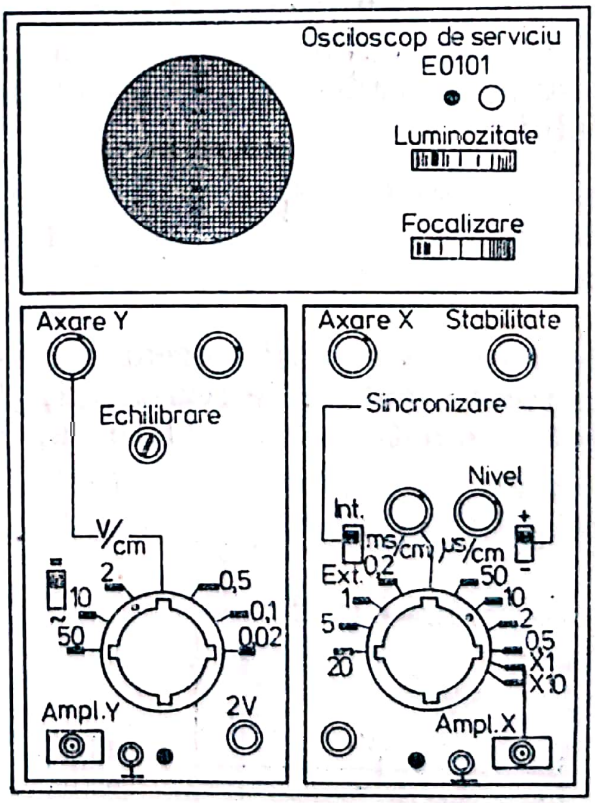


Fig. II.8. — Masca unui osciloscop E0101 produs de IEMI — București.

Scanned with OKEN Scanner

II.5. CIRCUITE SERIE

Există trei posibilităţi de conectare a rezistorilor într-o reţea : serie, paralel şi mixt. Doi conductori în serie au un singur punct comun. Într-o asemenea conexiune curentul I care trece prin circuit este dat de relaţia :

$$I = \frac{V}{R}, \qquad \text{(II.13.)}$$

unde :

$R = R_1 + R_2$ este rezistenţa echivalentă legăturii.

Curentul I, acelaşi în tot circuitul, duce la divizarea tensiunii V de la bornele sursei, deoarece pe fiecare rezistenţă în parte va apare o cădere de tensiune.

$$V_i = R_i I \ (i = 1,\ 2,\ 3 \ldots). \qquad \text{(II.14.)}$$

Concluzia la care se ajunge poate fi concretizată în aşa-numita „teoremă a divizării tensiunilor". Într-un circuit serie (fig. II.9), raportul între căderile de tensiune pe rezistenţă şi tensiunea la borne este acelaşi ca şi raportul între rezistenţele conjugate căderilor de tensiune şi rezistenţa totală a circuitului :

$$\frac{V_i}{V} = \frac{R_i}{R} \qquad (i = 1, 2, 3, \ldots). \qquad \text{(II.15.)}$$

În baza acestei teoreme se construiesc divizorii de tensiune în trepte (cutiile de rezistenţă) şi divizorii de tensiune continui potenţiometrele (fig. II.10. a, b)

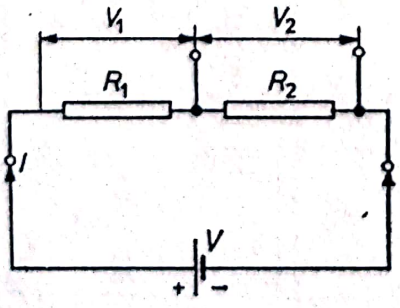


Fig. II.9. — Divizarea tensiunilor în circuite serie.

Scanned with OKEN Scanner

Scanned with OKEN Scanner

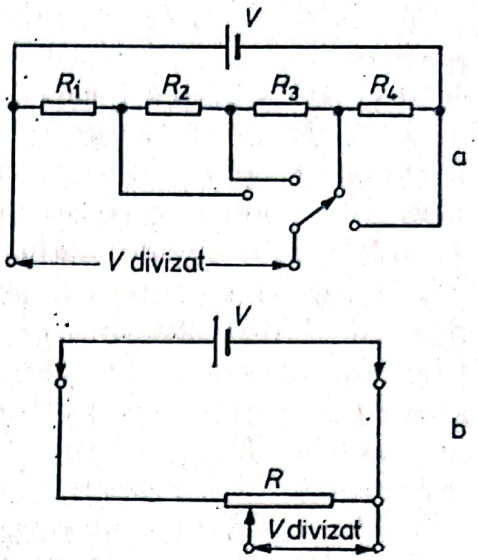


Fig. II.10. — a. Divizorii de tensiune în trepte (cutiile de rezistenţe); b. Divizorii de tensiune continui (potenţiometrele).

Cîteva consecinţe practice ale legărilor în serie sînt redate mai jos. Astfel dacă într-un circuit ca acela din fig. II.11 se montează şi un ampermetru atunci

$$V = I\,(R_{amp} + R). \qquad \text{(II.16.)}$$

Dacă $R_{amp} = 0{,}1\ \Omega$, $R = 2{,}5\ \Omega$, $V = 1{,}5$ V, atunci pentru circuitul din figură, curentul are valoarea:

$$I = 1{,}5 \,/\, (2{,}5 + 0{,}1) = 0{,}577 \text{ A}.$$

Fără ampermetru curentul ar fi fost $I = 0{,}6$ A. Este evident că introducerea ampermetrului a afectat curentul din circuit. Aceasta se va întîmpla întotdeauna cînd un instrument convenţional este introdus în circuit.

Pentru a nu deforma rezultatele, R_{amp} trebuie să fie mult mai mic decît R. Atunci $R_{amp} + R \cong R$ şi I este corect determinat.

Pe de altă parte ecuaţia II.16 duce la concluzia că un ampermetru poate fi folosit şi ca voltmetru, cu anumite precizări.

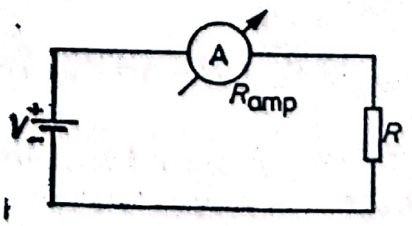


Fig. II.11. — Conectarea unui ampermetru într-un circuit simplu serie.

Instrumentul magnetoelectric este destinat în primul rînd măsurătorilor de curent. Deoarece rezistența bobinei mobile este constantă, căderea de tensiune pe aceasta va fi și ea constantă. În acest mod un instrument cu cadru mobil poate fi utilizat la măsurări de tensiuni. Domeniul de tensiune care poate fi măsurat este totuși limitat. Un instrument care măsoară 1 mA pe întreaga scală și are o rezistență internă de 100 Ω va indica o cădere de tensiune de 100 mV. Pentru a extinde domeniul de tensiune se pune o rezistență în serie cu instrumentul magnetoelectric. Dacă $V_{\text{defl.tot.}} = (R_{amp} + R) \cdot I_{\text{defl.tot.}}$, și ampermetrul nostru indică $I_{\text{defl.tot.}}$ avînd rezistența internă cunoscută R_{amp}, atunci, pentru o rezistență adițională R el va indica la deviație maximă și tensiunea $V_{\text{defl.tot.}}$.

Pentru ca instrumentul de 1 mA să indice 10 V la deflecție totală R ar trebui să fie în jur de 10 kΩ.

$$10 = (100 + R) \cdot 10^{-3}.$$

$$R = \frac{10}{10^{-3}} - 100 = 10^4 - 100 \approx 10^4\,\Omega = 10\ \text{k}\Omega.$$

Întrucît, pentru o aceeași deviație a acului, prin instrument trece același curent, rezultă că $(R + R_{amp})/V$ este o mărime constantă.

Acest raport poartă numele de „cifră de merit" și se exprimă de obicei în ohmi/volt.

Un instrument este cu atît mai sensibil cu cît cifra de merit este mai mare. Cifra de merit arată care va fi rezistența instrumentului pe o anumită scară a acestuia. Dacă instrumentul are pe scara de 1 V o rezistență de 50 kΩ, pe scara de 10 V va avea o rezistență de 500 kΩ.

Așadar, prin adăugarea de rezistențe adiționale corespunzătoare, un aparat de măsură care răspunde la curent poate deveni voltmetru. Măsurarea tensiunilor cu un voltmetru se face prin conectarea acestuia în paralel în circuit.

II.6. CIRCUITE ÎN PARALEL

Doi conductori sînt legați în paralel cînd au două puncte comune. Conform legii lui Ohm (fig. II.12.a):

Scanned with OKEN Scanner

$$I_1 = \frac{V}{R_1} \quad \text{și} \quad I_2 = \frac{V}{R_2}. \qquad \text{(II.17.)}$$

În acest caz, curentul total furnizat circuitului este:

$$I = I_1 + I_2, \qquad \text{(II.18.)}$$

deci:

$$R = \frac{V}{I_1 + I_2} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \qquad \text{(II.19.)}$$

În circuitele de acest tip apare o divizare a curenților, spre deosebire de circuitele serie în care apare o divizare a tensiunilor. De fapt divizările de curenți și tensiuni vor fi exprimate într-o modalitate mai abstractă, dar în același timp mai generală în legile lui Kirchhoff.

Să studiem acum cîteva consecințe ale divizării curenților.

II.6.1. DETERMINAREA REZISTENȚELOR INTERNE

Toate ampermetrele posedă o rezistență internă R_{amp} care într-o serie de cazuri trebuie să fie cunoscută.

Determinarea acestora se poate face astfel: să presupunem că avem un miliampermetru capabil să măsoare la deviație maximă curentul I_{max}. El posedă o rezistență internă R_{amp}.

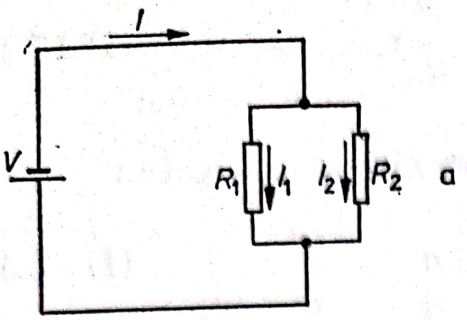
Înseriind cu o sursă V, o rezistență $R = \frac{V}{I_{max}} - R_{amp}$ aparatul nostru de măsură introdus în schemă va indica deviația maximă (fig. II.12. b).

Introducînd acum în paralel cu aparatul o cutie de rezistențe în decade (CRD) putem să divizăm curentul I_{max}.

Atunci cînd aparatul indică $\frac{1}{2} I_{max}$, R_{amp} și R_{CRD} sînt egale. Conform legilor legării în paralel:

$$V = R_{amp} \cdot \frac{I_{max}}{2} = R_{CRD} \cdot \frac{I_{max}}{2}, \qquad \text{(II.20.)}$$

Scanned with OKEN Scanner



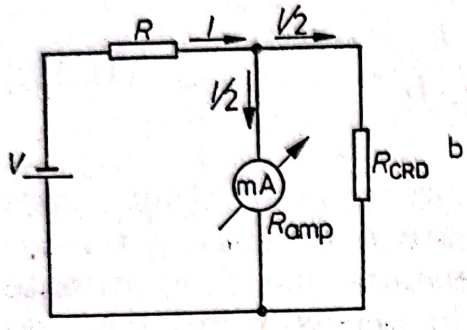


Fig. II.12. — a. Circuit în paralel; b. Determinarea rezistenței interne a unui aparat de măsură.

deci:

$$R_{amp} = R_{CRD}. \qquad \text{(II.21.)}$$

II.6.2. ŞUNTAREA

Un caz interesant ar fi acela al măsurării unui curent care depăşeşte posibilităţile ampermetrului. Ideea este aceeaşi ca şi în cazul precedent. Să divizăm curentul de măsurat I_m prin legarea în paralel cu aparatul a unei rezistenţe (fig. II.13.) care să „preia" surplusul $(I_m - I)$.
Conform legării în paralel:

$$R_{amp} \cdot I = R_s(I_m - I) \qquad \text{(II.22.)}$$

$$R_s = \frac{R_{amp} \cdot I}{I_m - I}. \qquad \text{(II.23.)}$$

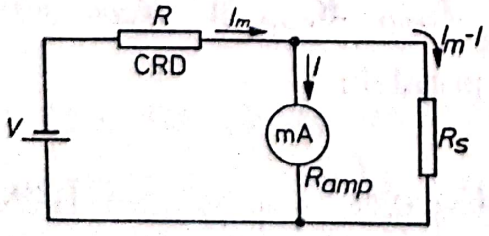


Fig. II.13. — Şuntarea.

Scanned with OKEN Scanner

Rezistența R_s este cunoscută și sub numele de șunt. Atunci cînd aparatul de măsură este utilizat cu șunt, rezistența lui se modifică, devenind:

$$R_{amp} = \frac{R_{amp} \cdot R_s}{R_{amp} + R_s}. \qquad \text{(II.24.)}$$

Avînd la dispoziție un aparat magnetoelectric și un set de rezistori de valoare corespunzătoare, putem să extindem domeniul de măsurare al acestuia. Este exact ce am întîlnit la descrierea aparatelor de acest tip, atunci cînd s-a făcut afirmația că aparatele cu bobină mobilă pot funcționa în anumite condiții cu bandă mai largă de măsurare.

II.6.3. EROARE DE SARCINĂ

Utilizarea unui instrument de măsură pentru determinarea tensiunii introduce o eroare denumită eroare de sarcină. Aceasta apare ca o consecință a legărilor mixte (fig. II.14).

Orice sursă reală de tensiune posedă o rezistență internă. În cazul de față sursa reală este reprezentată de o sursă ideală de tensiune V înseriată cu rezistența ei internă R_i.

Rezistențele R_i, R, R_v alcătuiesc un divizor de tensiune. Conform teoriei divizării tensiunilor:

$$\frac{V_v}{V} = \frac{\dfrac{RR_v}{R + R_v}}{R_i + \dfrac{RR_v}{R + R_v}}. \qquad \text{(II.25.)}$$

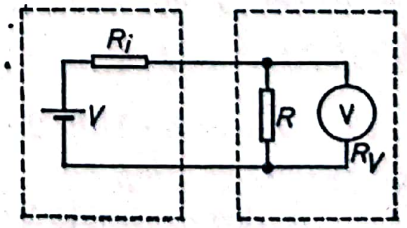


Fig. II.14. — Eroarea de sarcină, divizarea tensiunii la conectarea într-un circuit serie a unui voltmetru.

Scanned with OKEN Scanner

$$V_v = V \cdot \frac{\dfrac{RR_v}{R + R_v}}{R_i + \dfrac{RR_v}{R + R_v}}. \qquad \text{(II.26.)}$$

În determinare a intervenit deci o eroare:

$$\delta = \frac{V - V_v}{V} = 1 - \frac{\dfrac{RR_v}{R + R_v}}{R_i + \dfrac{RR_v}{R + R_v}} = \frac{R_i R + R_i R_v}{R_i R + R_i R_v + RR_v}. \qquad \text{(II.27.)}$$

numită eroare de sarcină.

Atunci cînd $R = \infty$:

$$\delta = \frac{R_i}{R_v + R_i}. \qquad \text{(II.28.)}$$

Pentru $R_i = 0$ eroarea de sarcină nu mai are sensul de mai sus, deoarece nu mai avem o divizare de tensiune.

În ipoteza că avem 2 divizori de tensiune care introduc același raport de divizare, tensiunea citită cu ajutorul unui instrument dat va depinde nu numai de raportul rezistenței lor din divizor ci și de valoarea acestora. În fig. II.15 sînt reprezentați 2 divizori a căror tensiune de ieșire calculată este aceeași (1 volt). Reprezentarea din fig. II.15.a este un divizor de tensiune cu caracteristicile ($R_2 = 100\ \Omega$; $R_1 = 500\ \Omega$; $V = 6$ V). Introducînd un instrument de măsură (voltmetru) cu $R_V = 20 \cdot 10^3 \Omega$, care să măsoare căderea de tensiune pe R_2, acesta va indica o tensiune: $V_V = 6 \cdot 10^2 \cdot 2 \cdot 10^4 / (10^2 \cdot 2 \cdot 10^4 + 5 \cdot 10^2 \cdot 10^2 + 5 \cdot 10^2 \cdot 2 \cdot 10^4) \cong 0{,}99$ V. În cel de al doilea caz, fig. II.15.b ($R_2 = 1\ \text{M}\Omega$; $R_1 = 5\ \text{M}\Omega$; $V = 6$ V), se observă că același voltmetru indică o cădere de tensiune pe R_2:

$$V_V = 6 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^4 / (2 \cdot 10^4 \cdot 10^6 + 2 \cdot 10^4 \cdot 5 \cdot 10^6 + 1 \cdot 5 \cdot 10^6 \cdot 10^6) \cong 0{,}018\ \text{V}.$$

Scanned with OKEN Scanner

Scanned with OKEN Scanner

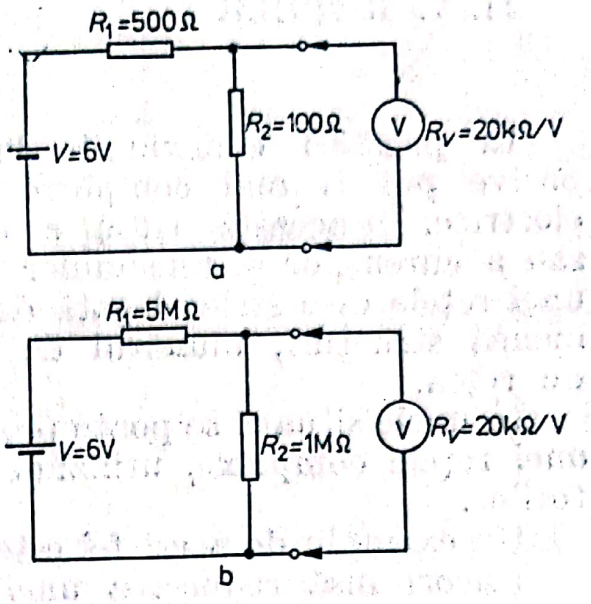


Fig. II.15. — Eroarea de sarcină în cazul a două circuite cu divizare de tensiune aparent identică.

În concluzie, cu cît rezistenţa internă a aparatului de măsură este mai mare, în raport cu rezistenţele din divizor, cu atît eroarea comisă în determinarea unei tensiuni la o divizare de tensiune este mai mică.

Dacă sursa de măsurat ar fi, de exemplu, un electrod de sticlă cu rezistenţa internă de cca 10 MΩ şi tensiunea la borne de cca 0,7 V, tensiunea măsurată cu un instrument magneto-electric avînd rezistenţa internă de 20 kΩ pe scara de 1 V, va fi la bornele electrodului:

$$V_v = 0{,}7\,\frac{20\cdot 10^3}{100\cdot 10^6+20\cdot 10^3} = 0{,}0014\ \text{V}, \qquad \text{(II.29.)}$$

ceea ce arată că instrumentul nu este util în determinare, introducînd o eroare

$$\delta = 0{,}998\ \text{V}.$$

Dacă se utilizează un *p*H-metru electronic, avînd $R_v = 10$ GΩ, atunci tensiunea citită la bornele electrodului va fi:

$$V_v = 0{,}7\,\frac{10\cdot 10^{12}}{10\cdot 10^{12}+100\cdot 10^6} = 0{,}7\ \text{V}. \qquad \text{(II.30.)}$$

Instrumentul electronic de măsură, datorită rezistenţei interne foarte mari practic nu introduce erori de sarcină.

II. 7. REȚELE

În practică conexiunile între rezistori și alte elemente pasive pot fi mai complexe, alcătuind așa-numitele rețele electrice. În această situație determinarea rezistenței totale sau a curenților și tensiunilor furnizate pe diferite ramuri ale unei rețele este strîns legată de cei doi parametri ai unei asemenea structuri, numărul de *noduri* și numărul de *ochiuri* de rețea.

În unele situații se poate proceda cu eleganță la „reducerea" unei rețele complexe, utilizînd legile legărilor în mixt a rezistorilor.

Un exemplu de acest fel este prezentat în fig. II.16.

Uneori însă reducerea unei rețele este mai dificilă și din acest motiv calculul devine mai complicat, la baza lui stînd legile lui Kirchhoff. Vom enunța aceste legi, neinsistînd asupra deducerii lor, ci asupra consecințelor care decurg din acestea.

1. Suma algebrică a curenților, care se întîlnesc sau pleacă dintr-un nod de rețea, este nulă.

2. Suma algebrică a potențialelor furnizate de sursele de tensiune pe orice ochi de rețea este egală cu suma căderilor de tensiune, pe fiecare latură a respectivului ochi.

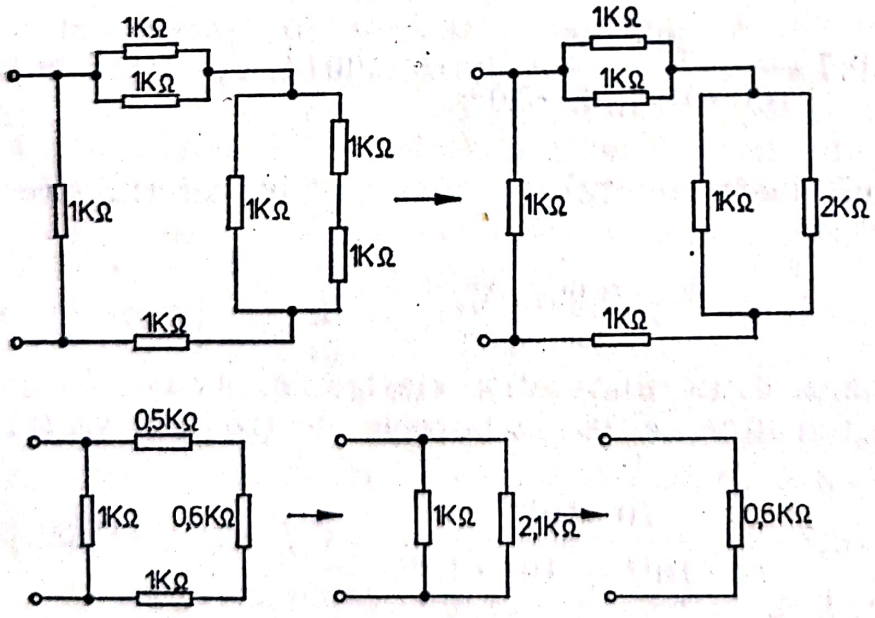
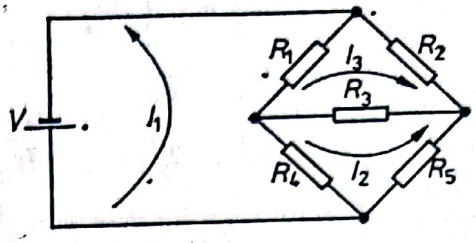


Fig. II.16.—Reducerea unei rețele de curent continuu utilizînd legile legărilor în mixt.

Scanned with OKEN Scanner

Fig. II.17. — Puntea Wheatstone.



Se va examina o punte Wheatstone (fig. II.17) prin prisma acestor legi.

Conform teoremelor lui Kirchhoff, pentru cele 3 ochiuri considerate de noi se pot scrie 3 ecuaţii:

$$V = R_4 (I_1 - I_2) + R_1 (I_1 + I_3) \qquad \text{(II.31.)}$$

$$O = R_1 (I_1 + I_3) + R_2 I_3 + R_3 (I_3 + I_2) \qquad \text{(II.32.)}$$

$$O = R_4 (I_2 - I_1) + R_5 I_2 + R_3 (I_3 + I_2) \qquad \text{(II.33.)}$$

Acestea ne permit să alcătuim un sistem neomogen de 3 ecuaţii cu 3 necunoscute, uşor rezolvabil prin metoda Kramer. Este clar că cele 3 necunoscute sînt tocmai curenţii I_1, I_2 şi I_3.

$$\begin{cases} (R_1 + R_4) I_1 - R_4 I_2 + R_1 I_3 = V \\ R_1 I_1 + R_3 I_2 + (R_1 + R_2 + R_3) I_3 = 0 \\ -R_4 I_1 + (R_3 + R_4 + R_5) I_2 + R_3 I_3 = 0. \end{cases}$$

Soluţiile sînt:

$$I_1 = \frac{\begin{vmatrix} V & -R_4 & R_1 \\ 0 & R_3 & R_1+R_2+R_3 \\ 0 & R_3+R_4+R_5 & R_3 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} R_1+R_4 & -R_4 & R_1 \\ R_1 & R_3 & R_1+R_2+R_3 \\ -R_4 & R_3+R_4+R_5 & R_3 \end{vmatrix}} \qquad \text{(II.34.)}$$

$$\Delta = \begin{vmatrix} R_1 + R_4 & -R_4 & R_1 \\ R_1 & R_3 & R_1+R_2+R_3 \\ -R_4 & R_3+R_4+R_5 & R_3 \end{vmatrix}$$

$$I_2 = \frac{\begin{vmatrix} R_1+R_4 & V & R_1 \\ R_1 & 0 & R_1+R_2+R_3 \\ -R_4 & 0 & R_3 \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} R_1 + R_4 & -R_4 & R_1 \\ R_1 & R_3 & R_1+R_2+R_3 \\ -R_4 & R_3+R_4+R_5 & R_3 \end{vmatrix}} \qquad \text{(II.35.)}$$

$$I_3 = \frac{|\Delta I_3|}{|\Delta|}, \qquad \text{(II.36.)}$$

cu condiţia : $\Delta \neq 0$.

Puntea Wheatstone se utilizează în montajele de măsurare ale rezistenţelor (fig. II.18).

Curentul I_3 prin R_3 fiind nul legile lui Kirchhoff se pot scrie sub forma :

$$I = I_1 + I_2 \qquad \text{(II.37.)}$$

$$I_1 = I_4 \qquad \text{(II.38.)}$$

$$I_2 = I_5 \qquad \text{(II.39.)}$$

$$I_4 + I_5 = I \qquad \text{(II.40.)}$$

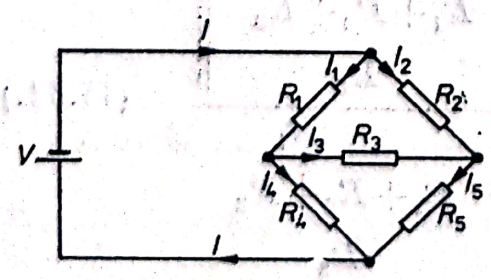


Fig. II.18.—Punte Wheatstone în montaj de măsurare a rezistenţelor.

Scanned with OKEN Scanner

pentru cele 4 noduri de reţea, şi

$$V = I_1R_1 + I_4R_4 \qquad \text{(II.41.)}$$

$$V = I_2R_2 + I_5R_5 \qquad \text{(II.42.)}$$

$$I_1R_1 = I_2R_2 \qquad \text{(II.43.)}$$

$$I_4R_4 = I_5R_5 \qquad \text{(II.44.)}$$

pentru cele 4 ochiuri de reţea.

Împărţind două cîte două ultimele 2 relaţii obţinem:

$$\frac{R_1}{R_4} = \frac{R_2}{R_5} \qquad \text{(II.45.)}$$

sau

$$R_1 = \frac{R_2 \cdot R_4}{R_5}. \qquad \text{(II.46.)}$$

Aşadar, introducînd în locul rezistenţei R_3 un aparat cu nul central, iar în locul rezistenţei R_2 o rezistenţă variabilă, raportul R_4/R_5 rămînînd constant, montajul este capabil să efectueze măsurări de rezistenţă, fiind cunoscut sub numele de montaj în punte.

Pentru a realiza o bună analiză a reţelelor electrice de curent continuu ar trebui enunţate cîteva teoreme care sînt utilizate curent în calcule. În acest sens se va considera pentru analiză o reţea ca în fig. II.19.

Dacă sursele V_1 şi V_2 funcţionează independent una de alta, fiecare produce curenţii I_1 respectiv I_2 prin rezistenţa R. La funcţionarea simultană a celor două surse curentul care trece prin R este chiar suma $I_1 + I_2$.

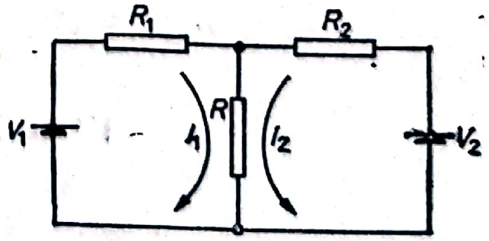


Fig. II.19. — Reţea utilizată în demonstrarea teoremei suprapunerii.

Scanned with OKEN Scanner

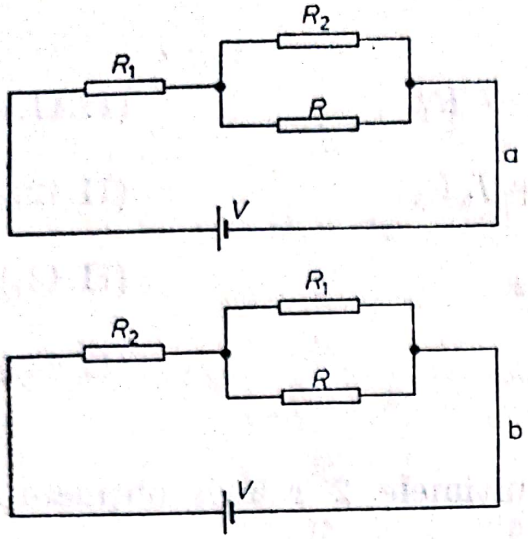


Fig. II.20. — Rearanjarea reţelei din fig. II.19 pentru demonstrarea teoremei suprapunerii.

Se observă că rezistenţele R_1, R_2 şi R alcătuiesc divizorii de tensiune (a) respectiv (b), fig. II.20.

Utilizînd teorema divizării tensiunilor pentru divizorii din fig. II.20 a şi fig. II.20 b se pot scrie următoarele relaţii :

$$\frac{\dfrac{R_2 \cdot R}{R_2 + R}}{R_1 + \dfrac{R_2 \cdot R}{R_2 + R}} = \frac{V'}{V_1} \qquad \text{(II.47.)}$$

$$\frac{\dfrac{R_1 R}{R_1 + R}}{R_2 + \dfrac{R_1 R}{R_1 + R}} = \frac{V''}{V_2} \qquad \text{(II.48.)}$$

Din relaţiile II.47 şi II.48 rezultă :

$$V' = V_1 \cdot \frac{\dfrac{R_2 R}{R_2 + R}}{R_1 + \dfrac{R_2 R}{R_2 + R}} \qquad \text{(II.49.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

și

$$V'' = V_2 \cdot \frac{\dfrac{R_1 R}{R_1 + R}}{R_2 + \dfrac{R_1 R}{R_1 + R}} . \qquad \text{(II.50.)}$$

Expresiile curenților I_1 și I_2 sînt următoarele :

$$I_1 = \frac{V'}{R}$$

$$I_2 = \frac{V''}{R}$$

dar :

$$I = I_1 + I_2 = \frac{1}{R} \cdot \left[\frac{R_2 R V_1}{R_1 R_2 + R(R_1 + R_2)} + \right.$$

$$\left. + \frac{R_1 R V_2}{R_1 R_2 + R\,(R_1 + R_2)} \right], \qquad \text{(II.51.)}$$

deci :

$$I = \frac{R_2 V_1 + R_1 V_2}{R_1 R_2 + R(R_1 + R_2)}; \qquad \text{(II.52.)}$$

Conform teoremelor lui Kirchhoff se poate scrie pentru rețeaua din fig. II.19 sistemul de ecuații :.

$$\begin{cases} V_1 = I_1 R_1 + IR \\ V_2 = I_2 R_2 + IR \\ I = I_1 + I_2 \end{cases} \quad \text{sau} \quad \begin{cases} R_1 I_1 + RI = V_1 \\ R_2 I_2 + RI = V_2 \\ -I_1 - I_2 + I = 0 \end{cases}$$

a cărui soluție :

$$I = \frac{R_1 V_2 + V_1 R_2}{R_1 R_2 + R\,(R_1 + R_2)}$$

Scanned with OKEN Scanner

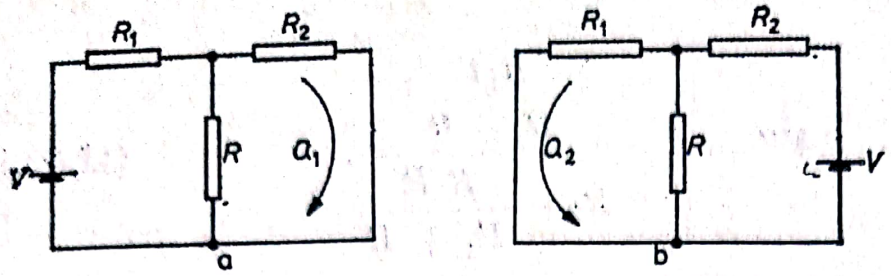


Fig. II.21. — Demonstrarea teoremei reciprocității.

este identică cu cea din calculul precedent (vezi II.52).

Cu aceasta am demonstrat teorema suprapunerii care se poate formula astfel : dacă o rețea conține mai multe surse de tensiune, atunci curentul care trece printr-o latură a rețelei este dat de suma algebrică a curenților generați pe acea latură de fiecare sursă care ar funcționa singură.

Indiferent de plasarea sursei pe o ramură sau pe alta a rețelei (fig. II.21) curenții din ochiurile (Q_1) respectiv (Q_2) rămîn egali între ei, enunțul anterior este cunoscut sub numele de teorema reciprocității.

Conform teoremei divizării tensiunilor în cele două cazuri avem relațiile :

$$\frac{\dfrac{RR_2}{R_1+R_2}}{R_1+\dfrac{R_1\cdot R_2}{R+R_2}}=\frac{V'}{V} \qquad \text{(II.53.)}$$

$$\frac{\dfrac{RR_1}{R+R_1}}{R_2+\dfrac{R\cdot R_1}{R+R_1}}=\frac{V''}{V} \qquad \text{(II.54.)}$$

De aici :

$$V'=V\cdot\frac{RR_2}{R_1R_2+R(R_1+R_2)} \qquad \text{(II.55.)}$$

și :

$$V''=V\,\frac{RR_1}{R_1R_2+R(R_1+R_2)}, \qquad \text{(II.56.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

deci :

$$I_1 = \frac{1}{R_2} V \cdot \frac{RR_2}{R_1R_2 + R(R_1 + R_2)}$$

şi

$$I_2 = \frac{1}{R_1} \cdot V \cdot \frac{RR_1}{R_1R_2 + R(R_1 + R_2)}$$

$$I_1 = V \cdot \frac{R}{R_1R_2 + R(R_1 + R_2)}$$

şi

$$I_2 = V \cdot \frac{R}{R_1R_2 + R(R_1 + R_2)} .$$

Am demonstrat deci, că :

$$I_1 = I_2$$

Circuitele mai complexe constituite din surse şi rezistori se pot reduce la circuite de forme mai simple prin aplicarea a două teoreme : *teorema lui Thévenin* şi *teorema lui Norton*.

Teorema lui Thévenin afirmă că orice circuit compus din surse şi rezistenţe poate fi reprezentat ca o combinaţie în serie a unei surse V_{Th} cu o rezistenţă R_{Th}. Din punct de vedere al sarcinii, un divizor de tensiune este echivalent cu o sursă şi o rezistenţă înseriată.

Aşa cum este indicat în fig. II.22, V_{Th} este dată de tensiunea divizată de R_A şi R_B.

$$V_{Th} = V \cdot \frac{R_B}{R_A + R_B} . \qquad \text{(II.57.)}$$

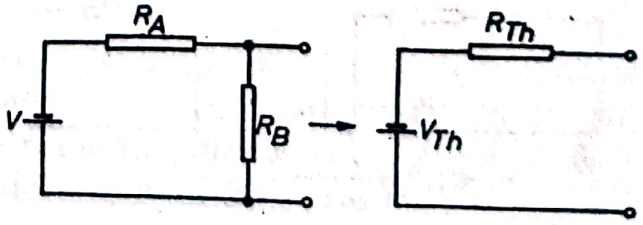


Fig. II.22. — Reducerea unui circuit conform teoremei lui Thévenin.

Rezistența R_{Th} se calculează considerînd circuitul ca fiind format numai din rezistențe (sursa fiind substituită cu un scurt-circuit). În acest caz R_A ajunge în paralel cu R_B și R_{Th} e dată de formula :

$$R_{Th} = \frac{R_A \cdot R_B}{R_A + R_B}. \qquad \text{(II.58.)}$$

Teorema lui Thévenin este deosebit de utilă în cazul studierii influenței unui anumit component asupra restului circuitului.

De regulă este vorba de rezultatul obținut prin introducerea unei sarcini.

Examinînd circuitul din fig. II.23 el poate fi echivalat cu un circuit Thévenin în care :

$$V_{Th} = \frac{1}{R_1 + R_2} \cdot (VR_2 - VR_1)$$

și :

$$R_{Th} = \frac{2R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}. \qquad \text{(II.59.)}$$

V_{Th} se calculează estimînd diferența de tensiune între punctele A și B, pe baza teoremei superpoziției.

Teorema lui Norton este asemănătoare teoremei lui Thévenin. Conform acestei teoreme orice rețea compusă din rezistori și surse se poate echivala în două din punctele ei cu o sursă de curent I_N în paralel cu rezistența R_N (fig. II.24). I_N este curentul generat atunci cînd $R = 0$

$$I_N = \frac{V}{R_A}$$

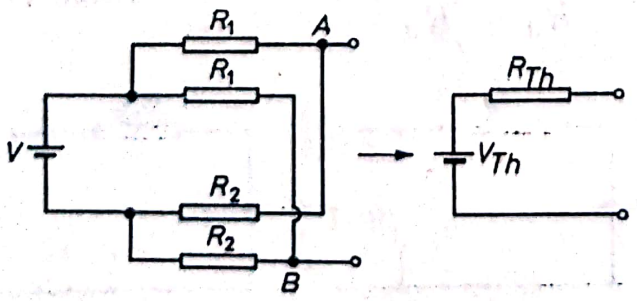
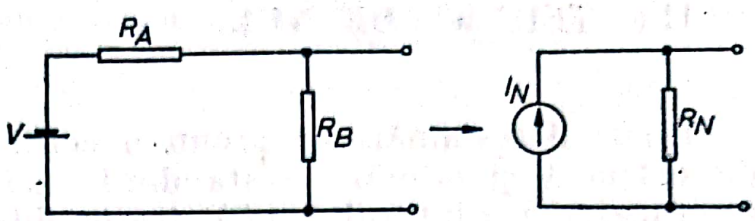


Fig. II.23. — Reducerea unei punți, utilizînd teorema lui Thévenin

Scanned with OKEN Scanner

Fig. II.24. — Reducerea unui circuit conform teoremei lui Norton.



iar ($v = 0$) :

$$R_N = \frac{R_A \cdot R_B}{R_A + R_B}. \qquad \text{(II.60.)}$$

Mărimile dintr-un circuit Thévenin şi acelea dintr-unul Norton pot fi corelate între ele. Tensiunea care apare la terminalele circuitului Thévenin, V_{Th}, trebuie să fie egală cu cea de la capetele circuitului Norton, V_N.

$$V_{Th} = I_N R_N. \qquad \text{(II.61.)}$$

Pentru scurtcircuit curentul ce trece prin circuitul Thévenin trebuie să fie egal cu cel ce trece prin circuitul Norton.

$$I_N = \frac{V_{Th}}{R_{Th}}. \qquad \text{(II.62.)}$$

Din cele de mai sus se poate deduce că :

$$R_N = R_{Th}.$$

Cele două teoreme sînt utile la analiza circuitelor în sensul că se poate alege fie o sursă ideală de tensiune, fie o sursă ideală de curent pentru a reprezenta o sursă reală de energie electrică.

Pe de altă parte apare mai multă mobilitate în efectuarea analizei unei reţele, o sursă de tensiune putînd fi înlocuită cu una de curent şi invers.

Aşa cum s-a văzut, sursa ideală de curent este aceea a cărui curent este independent de tensiunea existentă la capetele sursei, iar o sursă de tensiune ideală este aceea a cărei tensiune este independentă de curentul din circuit.

Scanned with OKEN Scanner

II.8. TEHNICI DE NUL

Unele determinări presupun o comparaţie între mărimea de măsurat şi o mărime standard variabilă. Comparaţia se efectuează cu ajutorul unui detector diferenţial (care nu măsoară direct cele două mărimi ci diferenţa dintre ele). În principiu o astfel de măsurătoare se poate reprezenta ca în fig. II.25.

Mărimea de măsurat se aplică detectorului împreună cu mărimea de referinţă. Se ajustează apoi această mărime pînă cînd diferenţa între ea şi cea de referinţă devine egală cu 0.

În acest caz mărimea de măsurat este egală cu cea de referinţă. Detectorul nu trebuie calibrat, întrucît el ne indică doar zeroul. Singura condiţie care se pune este ca el să fie suficient de sensibil. La baza măsurătorilor prin tehnici de nul stau trei principii :

1. Toate măsurătorile implică utilizarea unui detector diferenţial şi a unei mărimi standard de referinţă.
2. Atît mărimea de referinţă cît şi detectorul diferenţial pot afecta precizia măsurătorilor.
3. Mărimea sau proprietatea de referinţă trebuie să fie de aceeaşi natură cu cea de măsurat.

Măsurarea tensiunilor prin tehnică de nul se face în modul următor : două surse, una necunoscută V_n, şi una de referinţă V_r, se conectează la un instrument de măsură cu nul central (fig. II.26) ; cînd sursele sînt identice, la bornele instrumentului indicator diferenţa de potenţial este zero, prin instrument nu trece nici un curent. De fapt la acest moment

$$V_n = V_r \pm e,$$

unde e este eroarea de măsurare. Această eroare depinde de sensibilitatea detectorului, de valoarea limitelor între care

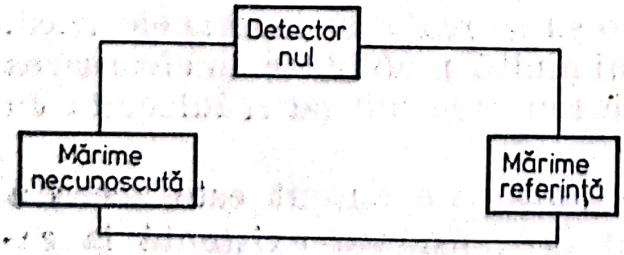


Fig. II.25. — Principiul măsurătorilor prin tehnică de nul.

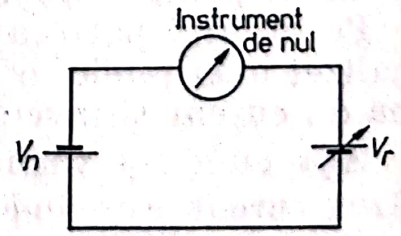
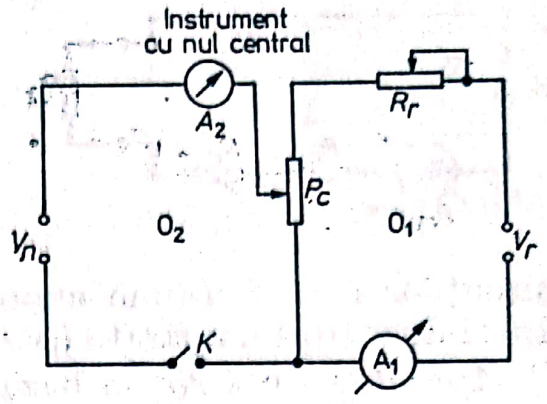


Fig. II.26. — Principiul măsurării tensiunilor prin tehnică de nul.

Scanned with OKEN Scanner

Fig. II.27. — Dispozitiv potenţiometric de măsurare a tensiunilor.



poate fi variată mărimea de referinţă şi de exactitatea cu care aceasta este determinată. Cu toate acestea tehnica de nul dă erori foarte mici, de ordinul a 0,01 %.

Un dispozitiv practic de măsurare este redat în fig. II.27.

Cu ajutorul rezistenţei variabile R_r se stabileşte un anumit curent I în ochiul O_1 al circuitului. Închiderea comutatorului K duce la modificarea curentului prin potenţiometrul P_c. Se deplasează cursorul potenţiometrului P_c pînă cînd instrumentul cu nul central A_2 indică zero. În acest moment avem :

$$V_n = V'_r$$

Dacă potenţiometrul este calibrat, adică se poate citi valoarea rezistenţei pe care o introduce în circuit, produsul între această valoare şi valoarea curentului I, indicată de miliampermetrul A_1, este chiar tensiunea necunoscută.

Montajul prezentat anterior se mai numeşte şi montaj potenţiometric.

Metoda compensaţiei este folosită şi în aparate mai complexe din punct de vedere constructiv, cum ar fi amplificatorul potenţiometric (vezi capitolul V) şi potenţiometrul înregistrator (capitolul VI).

II.9. MĂSURAREA REZISTENŢELOR

În paragraful II.7 s-a arătat că este posibilă măsurarea rezistenţelor cu ajutorul unei punţi Wheatstone.

Aparatele pentru determinarea valorii rezistenţei se bazează fie pe măsurări de căderi de tensiune, fie pe determinări ale

Scanned with OKEN Scanner

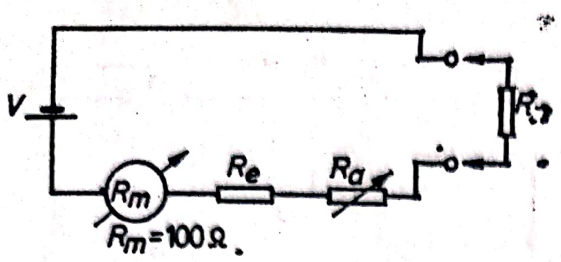


Fig. II.28. — Măsurări de rezistenţe indirect prin măsurări de curenţi într-un montaj tip serie.

curenţilor la o tensiune cunoscută. În principiu există două tipuri de aparate, aparate „serie" şi „paralel".

Aparatele tip serie se bazează pe măsurarea curentului ce trece prin rezistenţa de testat. Un astfel de dispozitiv (fig. II.28) conţine un instrument cu bobină mobilă (R_m), o sursă de curent, o rezistenţă de limitare R_e şi o rezistenţă de ajustare R_a.

Atunci cînd rezistenţa de măsurat nu este conectată, $R_n = \infty$, circuitul este deschis, instrumentul indică 0. Scurtcircuitînd bornele externe $R_n = 0$, prin circuit trece un curent I_S. Se ajustează R_a astfel încît deviaţia „să acopere" toată scala. În baza unui calcul simplu :

$$I_S(R_m + R_e + R_a) = V. \qquad \text{(II.63.)}$$

Introducerea unui R_n în circuit duce la obţinerea unui $I_n < I_S$.

$$I_n(R_m + R_e + R_a + R_n) = V. \qquad \text{(II.64.)}$$

Egalînd membrii stîngi din (II. 63.) şi (II. 64.) obţinem :

$$I_S(R_m + R_e + R_a) = I_n(R_m + R_e + R_a) + I_n R_n. \qquad \text{(II.65.)}$$

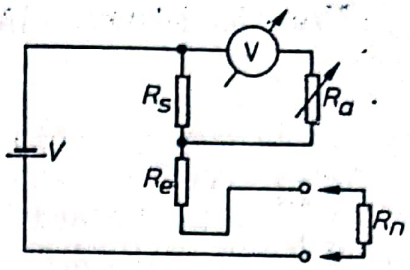
De aici :

$$R_n = \frac{I_S - I_n}{I_n}(R_m + R_e + R_a). \qquad \text{(II.66.)}$$

De exemplu, pentru $R_m = 100\ \Omega$ şi o deflecţie totală a instrumentului de 1 mA, $(R_m + R_e + R_a)$ trebuie să fie de 1,5 kΩ (dacă $V = 1{,}5$ V). Dacă $R_n = 1500\ \Omega$, atunci $I_n = \frac{I_S}{2}$. La $R_n = 3000\ \Omega$, $I_n = \frac{I_S}{3}$ şi pentru $R_n = 6000\ \Omega$, $I_n = \frac{I_S}{5}$. În

Scanned with OKEN Scanner

Fig. II.29. — Măsurări de rezistenţe indirect prin măsurări de tensiuni într-un montaj tip serie.



concluzie, scala rezistenţelor nu va fi liniară, valorile mari fiind grupate în partea în care $R_n \to \infty$. Acest tip de aparat (Ohm-metru) are diviziunea $\infty\ \Omega$, în partea stîngă a instrumentului de măsură, iar diviziunea $0\ \Omega$ în partea dreaptă. La măsurarea unor rezistenţe mici aparatul trebuie şuntat, iar pentru rezistenţe mai mari, sursa de alimentare trebuie să posede o tensiune mai mare. Aparatele tip serie se prezintă puţin deosebit atunci cînd instrumentul de măsură este un voltmetru.

În acest caz se determină căderea de tensiune pe o rezistenţă invariabilă, în serie cu rezistenţa necunoscută (fig. II.29). R_S şi R_a realizează o rezistenţă R_p a cărei valoare este :

$$R_p = \frac{R_S R_a}{R_S + R_a} \quad (R_a \gg R_m).$$

Cînd bornele sînt scurtcircuitate, $R_n = 0$:

$$V = I_S (R_e + R_p). \qquad \text{(II.67.)}$$

Prin introducerea lui $R_n \neq 0$ în circuit,

$$V = I_n (R_e + R_p + R_n). \qquad \text{(II.68.)}$$

Din egalitatea expresiilor II.67 şi II.68,

$$I_S \cdot (R_e + R_p) = I_n (R_e + R_p + R_n). \qquad \text{(II.69.)}$$

Deci :

$$R_n = \left(\frac{I_S}{I_n} - 1 \right) \cdot (R_e + R_p). \qquad \text{(II.70.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

Practic, atunci cînd :

$$R_n = (R_e + R_p)$$

$\frac{I_s}{I_n} = 2$ şi $I_n = \frac{I_s}{2}$. La $R_n = 2\ (R_e + R_p)$

$\frac{I_s}{I_n} = 3$ şi $I_n = \frac{I_s}{3}$.

Rezultatul este o scală neliniară. Valorile se grupează din ce în ce mai mult pe măsură ce ne apropiem de ∞. Zeroul şi infinitul sînt plasate în dreapta, respectiv stînga, însă schimbarea domeniilor se poate face cu mai multă precizie.

Aparatele de tip paralel. Pentru măsurarea rezistenţei prin cădere de tensiune cele mai indicate sînt voltmetrele electronice. Ele posedă o rezistenţă internă foarte mare, şi din acest motiv măsurarea de tensiune pe R_n se face direct (fig. II.30.a).

Montajul practic (fig. II.30.b) mai cuprinde o serie de rezistenţe pentru stabilirea domeniului de lucru.

Atunci cînd $R_n = 0$, $I \cdot R_n = 0$ şi instrumentul indică 0. La $R_n = \infty$, tensiunea V apare la terminalele V/E şi R_a se reglează astfel încît să avem indicaţia ∞.

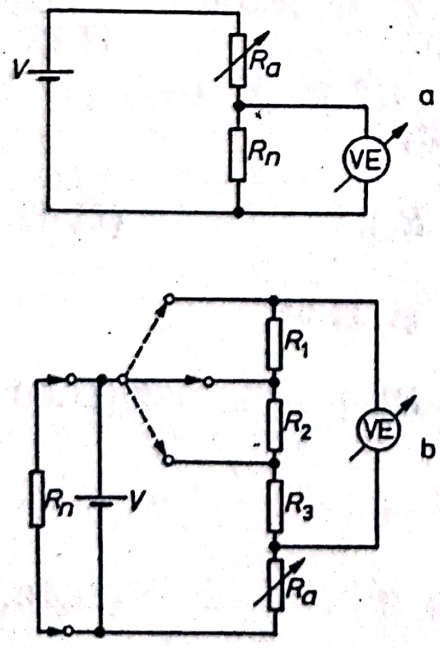


Fig. II.30. — Măsurarea rezistenţelor cu un instrument electronic.

Scanned with OKEN Scanner

II.10. CIRCUITE CU CAPACITĂŢI

Mai mulţi condensatori aşezaţi în paralel într-un circuit elementar echivalează cu un singur condensator avînd capacitatea egală cu suma capacităţilor condensatorilor individuali. Un astfel de circuit este redat în fig. II.31.a ; tensiunea la terminalele fiecărui condensator este aceeaşi. Sarcinile acumulate pe cei trei condensatori sînt :

$$q_1 = C_1 V \; ; \; q_2 = C_2 V \; ; \; q_3 = C_3 V. \qquad \text{(II.71.)}$$

Sarcina totală va fi :

$$q = q_1 + q_2 + q_3 = V(C_1 + C_2 + C_3) \qquad \text{(II.72.)}$$

$$q = V C_p,$$

unde :

C_p este capacitatea echivalentă a combinaţiei în paralel. Din ultimele două expresii rezultate :

$$C_p = C_1 + C_2 + C_3. \qquad \text{(II.73.)}$$

La combinaţia în serie (fig. II.31.b) sarcina trebuie să fie aceeaşi în fiecare condensator. Căderea de tensiune va fi însă diferită şi este dată de expresiile :

$$V_1 = C_1 q \; ; \; V_2 = C_2 q \; ; \; V_3 = C_3 q. \qquad \text{(II.74.)}$$

Fiindcă este vorba de căderi de tensiune înseriate suma lor trebuie să egaleze tensiunea sursei :

$$V = V_1 + V_2 + V_3 = Q/C_1 + Q/C_2 + Q/C_3 \qquad \text{(II.75.)}$$

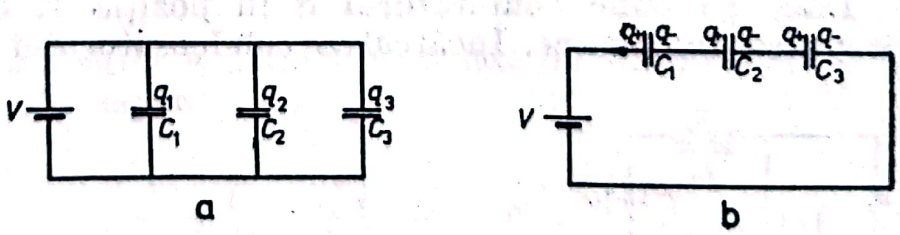


Fig. II.31. — Circuite cu capacităţi în paralel (a) şi în serie (b).

Scanned with OKEN Scanner

$$V = Q \cdot \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}\right). \qquad \text{(II.76.)}$$

Capacitatea C_s a combinaţiei în serie este:

$$C_s = Q/V_s, \qquad \text{(II.77.)}$$

de unde rezultă:

$$\frac{1}{C_s} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}. \qquad \text{(II.78.)}$$

O combinaţie complexă de condensatori în serie şi paralel în genul aceleia prezentate pentru rezistenţe se poate şi ea reduce pînă la un circuit conţinînd un singur condensator. Capacitatea acestuia se calculează cu ajutorul formulelor de mai sus.

Circuitul RC. După cum spune simbolul acesta este un circuit care conţine o rezistenţă şi o capacitate ce pot fi legate în serie sau în paralel.

Să considerăm circuitul în serie din fig. II.32.

Condensatorul C poate fi încărcat prin rezistenţa R de la sursa V (S în poziţia 1) sau poate fi descărcat tot prin rezistenţa R cînd S este în poziţia 2.

Întrucît este vorba de un circuit în serie, conform legilor lui Kirchhoff, căderea de tensiune pe fiecare element al circuitului trebuie să egaleze tensiunea sursei:

$$V = V_C + V_R, \qquad \text{(II.79.)}$$

unde:

V_C — căderea de tensiune pe capetele lui C;
V_R — căderea de tensiune pe rezistenţa R.

Dacă se pune comutatorul S în poziţia 1, condensatorul începe să se încarce. Încărcarea condensatorului nu este însă

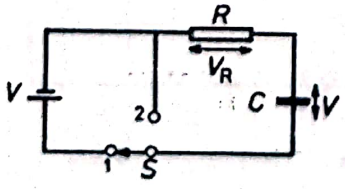


Fig. II.32. — Circuit RC serie.

Scanned with OKEN Scanner

instantanee, un anumit timp fiind necesar pentru aceasta. Acest timp este funcţie de valoarea capacităţii C şi de rezistenţa R. În mod similar nici descărcarea unui condensator nu se face instantaneu. Legea după care un condensator se încarcă sau se descarcă poate fi dedusă pornind de la ecuaţia II.79 în care se introduc valorile căderilor de tensiune pe R şi C. Dacă la timpul t curentul care trece prin sistem este i:

$$V_R = Ri. \tag{II.80.}$$

Căderea de tensiune pe condensator este:

$$V_C = \frac{q}{C}, \tag{II.81.}$$

fiindcă:

$$q = \int i\,dt \tag{II.82.}$$

$$V_C = \frac{1}{C} \cdot \int i\,dt. \tag{II.83.}$$

Ecuaţia II.79 devine:

$$V - \frac{1}{C} \cdot \int i\,dt - Ri = 0. \tag{II.84.}$$

Diferenţiind, se obţine:

$$\frac{1}{C}\, i + R \cdot \frac{d\,i}{d\,t} = 0. \tag{II.85.}$$

Ecuaţia II.85 este o ecuaţie diferenţială de ordinul I în care variabilele se pot separa:

$$\frac{1}{RC} \cdot \int dt + \int \cdot \frac{d\,i}{i} = 0. \tag{II.86.}$$

Scanned with OKEN Scanner

Se obţine:

$$\frac{t}{RC} + \ln i = M. \qquad \text{(II.87.)}$$

Valoarea constantei M se poate calcula considerînd condiţia iniţială $t = 0$. În acest caz curentul prin circuit va avea valoarea maximă I_0 şi va fi dat de expresia:

$$i = I_0 = \frac{V}{R}; \qquad \text{(II.88.)}$$

la $t = 0$,

$$M = \ln I_0 \qquad \text{(II.89.)}$$

şi

$$\ln i - \ln I_0 = -\frac{t}{RC} \qquad \text{(II.90.)}$$

$$i = I_0 \cdot e^{-\frac{t}{RC}}. \qquad \text{(II.91.)}$$

Ecuaţiile (II.91) arată ceea ce s-a afirmat mai înainte şi anume că încărcarea şi descărcarea unui condensator nu are loc instantaneu. În momentul trecerii comutatorului S pe poziţia 1, $t = 0$; $\int i dt = 0$ şi $V_C = 0$, aşa că la capetele condensatorului căderea de tensiune este nulă. Conform ecuaţiei (II.79) întreaga tensiune a sursei apare la capetele rezistorului

$$V = V_R.$$

Valoarea curentului în momentul închiderii comutatorului va fi valoarea maximă I_0. După aceea curentul începe să scadă, fracţiunea acestuia fiind dată de ecuaţia II.91.

Descrescînd i va descreşte şi căderea de tensiune pe rezistorul R, ceea ce în mod automat determină o creştere a tensiunii la capetele condensatorului.

Curbele după care tensiunea V_C creşte, iar tensiunea V_R şi curentul scad sînt reprezentate în fig. II.33.

Scanned with OKEN Scanner

Scanned with OKEN Scanner

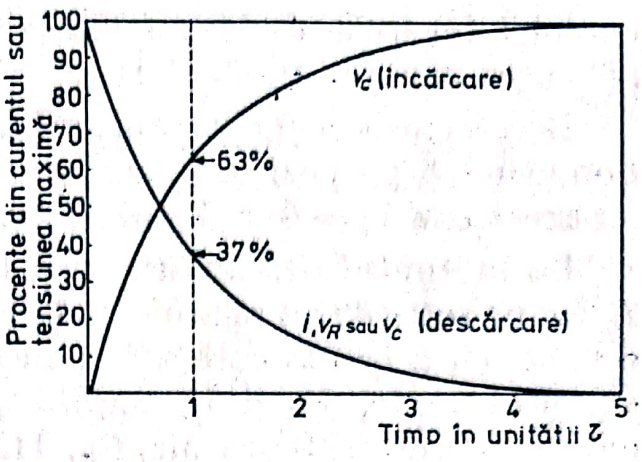


Fig. II.33. — Curbele de încărcare, respectiv descărcare ale unui condensator într-un circuit RC serie.

În reprezentarea din această figură s-a luat drept unitate de timp măsura RC. Acest produs are dimensiunea de timp:

$$[R \times C] = \frac{[V]}{[I]} \times \frac{[Q]}{[V]} = \frac{[V]}{[I]} \cdot \frac{[i] \cdot [t]}{[V]} = [t].$$

Semnificaţia produsului RC se poate uşor înţelege din ecuaţia II.91. La timpul $t = RC$, $i = I_0 e^{-1} = 0{,}368\ I_0$.

Curentul a scăzut la 36,8% din valoarea sa iniţială şi în acelaşi timp tensiunea la capetele condensatorului a ajuns la 63,2% din valoarea maximă. Produsul RC se numeşte constantă de timp a circuitului şi se notează cu τ. În tabelul II.1 sînt

Tabelul II.1.

Tensiunile V_R şi V_C într-un circuit RC în procente din tensiunea aplicată

Timp	Încărcare		Descărcare	
	V_C	V_R	V_c	V_r
τ	63,2	36,8	36,8	36,8
$2\ \tau$	86,5	13,5	13,5	13,5
$2{,}3\tau$	90,0	10,0	10,0	10,0
3τ	95,0	5,0	5,0	5,0
4τ	98,2	1,8	1,8	1,8
$4{,}6\tau$	99,0	1,0	1,0	1,0

redate în procente tensiunile V_R şi V_C la diferite valori ale lui τ. Se poate observa că după un interval de timp mai mare decît $4{,}6\ \tau$, condensatorul este încărcat în proporţie de 99%. Ca o regulă uşor de memorat se consideră că un condensator este

complet încărcat după un interval de timp egal cu 5τ de la aplicarea unei tensiuni externe.

Descărcarea condensatorului are loc după aceleaşi legi. Comutînd S pe poziţia 2, sursa externă este scoasă din circuit. În acest caz $V = 0$ şi $V_R = -V_C$.

La începutul descărcării curentul va avea valoarea maximă I_0 iar pe rezistor va apare o cădere de tensiune egală şi de semn contrar cu aceea la care a fost încărcat condensatorul. În timp curentul scade, V_C şi V_R apropiindu-se de valoarea zero după curbele descrescătoare din fig. II.33.

Un caz interesant este acela cînd se introduc impulsuri dreptunghiulare la intrarea unui circuit RC (fig. II.34).

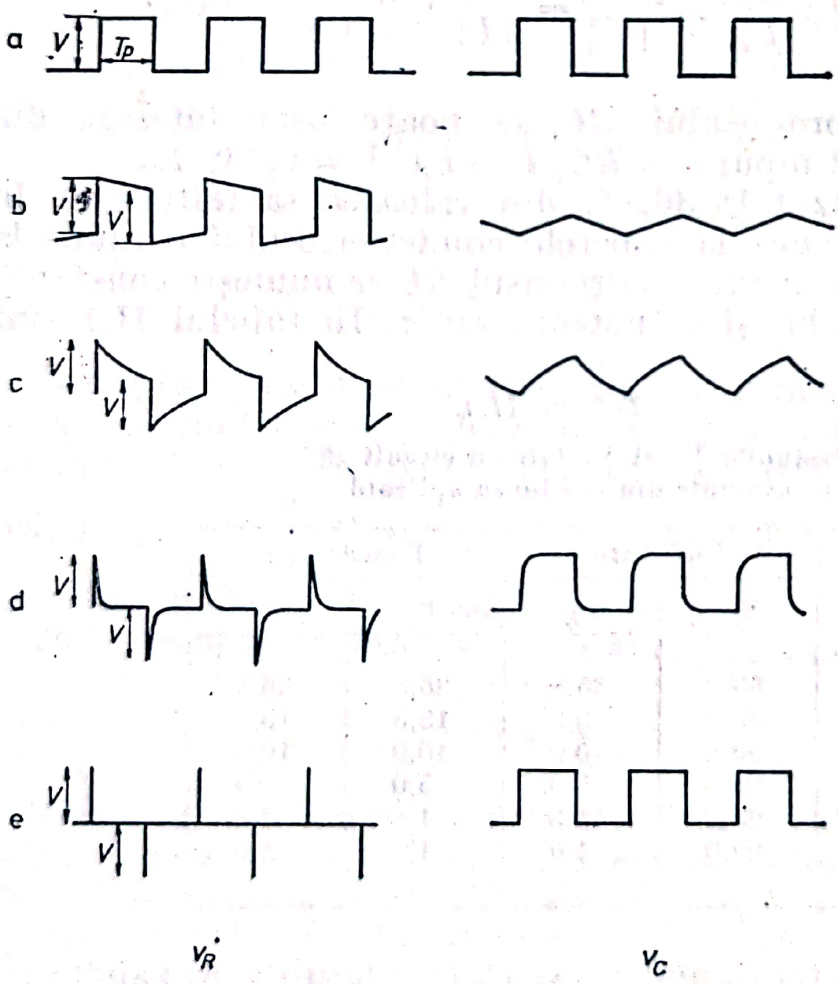


Fig. II.34. — Forma impulsurilor într-un circuit RC serie la a cărui intrare a fost aplicată o undă dreptunghiulară (a). Comportarea căderilor de tensiune V_R şi V_C atunci cînd b) $\tau > T_p$; c) $\tau = T_p$; d) $\tau < T_p$; e) $\tau \ll T_p$.

Scanned with OKEN Scanner

O analiză a căderilor de tensiune pe rezistenţă şi respectiv condensator ne arată că atunci cînd $\tau > T_p$ (vezi fig. II.34.b) căderea de tensiune pe rezistenţă înregistrează uşoare deviaţii de la palier, tensiunea pe capacitate variind foarte puţin.

În cazul $\tau = T_p$ (fig. II.34.c) variaţia de tensiune pe rezistenţă este mai pronunţată, ea manifestîndu-se şi pe capacitate, unde apare ca o tensiune în dinţi de ferăstrău. În ultimele două situaţii (fig. II.34. d şi e) variaţia de tensiune (de la pic la pic) pe rezistenţă reprezintă dublul mărimii semnalului de la intrare, iar pe capacitate se obţin impulsuri aproape dreptunghiulare (cazul $\tau < T_p$) sau chiar dreptunghiulare atunci cînd $\tau \ll T_p$.

BIBLIOGRAFIE

1. M. B. STOUT, *Basic Electrical Measurements*, ed. aII-a, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New-Jersey, 1960.
2. H. V. MALMSTADT, C. G. ENKE şi E. C. TOREN, *Electronics for Scientists*, W. A. Benjamin, Menlo Park, Calif., 1962.
3. S. SEELY, *Electronic Circuits*, Halt, Rinehardt and Winston, New-York, 1968.
4. R. J. SMITH, *Circuit, Devices and Systems*, ed. a II-a, Willey and Sons, New-York, 1971.
5. B. M. OLIVER şi J. M. CAGE, *Electronic Measurements and Instrumentation*, McGraw-Hill, New-York, 1971.
6. E. J. BAIR, *Introduction to Chemical Instrumentation*, McGraw-Hill, New-York, 1962.

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul III
DISPOZITIVE ELECTRONICE SEMICONDUCTOARE. DIODA

III.1. MATERIALE SEMICONDUCTOARE *n* ŞI *p*

După cum a fost arătat în capitolul I, mecanismul conducţiei în semiconductori implică atît purtători de sarcină negativă, cît şi purtători de sarcină pozitivă, goluri. Dacă un astfel de semiconductor se află într-o stare de înaltă puritate, perechile electron-gol apar exclusiv pe seama energiei termice a componenţilor cristalului în cauză. Materialele semiconductoare ale căror proprietăţi conductive sînt determinate numai de perechile electron-gol astfel formate sînt denumite *intrinseci*. Conductivitatea semiconductorilor poate fi mult modificată prin introducerea în reţeaua cristalină a acestora, a unor elemente în cantităţi de urme. Această operaţie este denumită *dopaj*. Elementele dopante pot fi, în funcţie de structura lor electronică, donoare şi acceptoare. Faţă de elementul principal al cristalului, elementele donoare au un număr mai mare de electroni pe stratul de valenţă pe cînd elementele acceptoare au un număr mai mic. În cazul semiconductorilor pe bază de germaniu sau siliciu folosiţi azi pe o scară foarte largă în industria componentelor electronice, elemente donoare sînt P, As şi Sb, din grupa a V-a a sistemului periodic, iar elemente acceptoare sînt B, Al, Ga, In, din grupa a III-a. Dacă în timpul formării cristalelor de germaniu sau siliciu se introduc cantităţi mici de elemente dopante, atomii acestora se vor integra şi ei în reţeaua cristalină. În cazul unei impurităţi donoare, patru din electronii de valenţă ai elementului respectiv sînt angajaţi în legăturile ce reţin atomii în reţea. Al cincilea electron rămîne neangajat (fig. III.1.a) şi în consecinţă mai slab legat. Acest electron poate părăsi atomul de care a fost legat, intrînd astfel în banda de conducţie şi contribuind la transportul sarcinilor

Scanned with OKEN Scanner

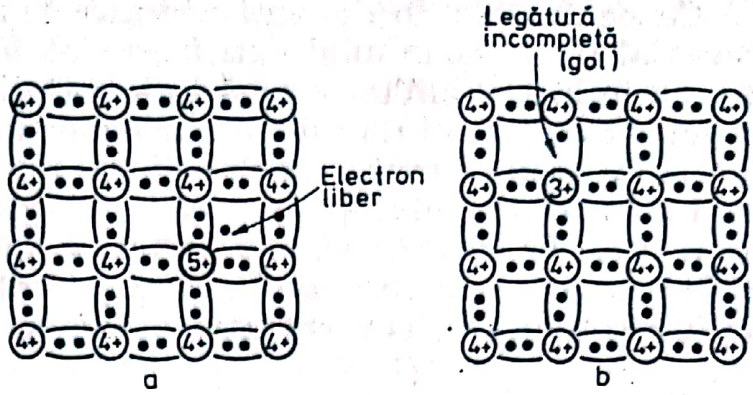


Fig. III.1. — Materiale semiconductoare extrinseci. a. *tip n;* b. *tip p.*

electrice. În locul ocupat de atomul donor rămîne un ion pozitiv, cu menţiunea că această sarcină pozitivă va fi imobilă.

Atomii unui element acceptor se vor intercala şi ei în reţeaua cristalină cu deosebirea că existînd doar trei electroni de valenţă una din legăturile covalente din vecinătatea atomului acceptor va fi incompletă (fig. III.1.b). Aceasta echivalează cu un gol care poate fi ocupat de un electron. Prin introducerea elementului acceptor vor apare purtători de sarcină pozitivă.

Un semiconductor dopat îşi datoreşte proprietăţile conductoare în mai mare măsură impurităţilor decît elementului principal. Din acest motiv un astfel de material dopat se numeşte *extrinsec.* Semiconductorii dopaţi cu impurităţi donoare, avînd purtători de sarcină negativă, sînt denumiţi materiale de *tip n.* Semiconductorii dopaţi cu acceptori, avînd purtători de sarcină pozitivă, se numesc materiale de *tip p.* Într-un semiconductor există întotdeauna ambele categorii de purtători, electroni şi goluri. Purtătorul cu concentraţia cea mai mare se numeşte *purtător majoritar.* În cazul materialelor de *tip n* purtătorii majoritari sînt electronii, iar la cele de *tip p* purtătorii majoritari sînt golurile. Purtătorii cu concentraţie mai mică sînt purtătorii minoritari. Într-un material *n*, de exemplu, electronii — atît cei formaţi prin dopaj cît şi cei formaţi prin ruperea legăturilor de valenţă — vor fi purtători majoritari. Golurile care în acest caz apar numai prin efect termic sînt componenţi minoritari. Aceştia apar ca urmare a formării perechilor electron-gol, prin efect termic. Într-un material dopat unul din componenţii perechii va face parte din rîndul purtătorilor majoritari, iar celălalt rămîne purtător minoritar.

Scanned with OKEN Scanner

Concentrațiile de dopanți necesare pentru a transforma un material intrinsec în unul extrinsec sînt foarte mici, de ordinul a o parte la 100 milioane pînă la o parte la un miliard. Să presupunem că siliciul este dopat cu fosfor în proporție de 1 atom fosfor la un miliard atomi de siliciu. S-a arătat în capitolul I că în cazul siliciului pur, densitatea purtătorilor de sarcină $n_i = 1{,}5 \cdot 10^{16}/\text{cm}^3$, conductivitatea intrinsecă $\sigma_{in} = 0{,}44 \cdot 10^{-3}$ mho/m iar rezistivitatea $\rho_{in} = 2280\ \Omega \cdot \text{m}$. Siliciul are $5 \cdot 10^{28}$ atomi/m^3, concentrația atomilor dopanți, Nd, fiind:

$$Nd = 5 \cdot 10^{28} \cdot 10^{-9} = 5 \cdot 10^{19} \text{ atomi/m}^3.$$

Numărul de purtători rezultați prin dopaj este practic egal cu numărul de atomi dopanți și este mult mai mare decît numărul de purtători intrinseci.

$$n \cong Nd \gg p. \qquad \text{(III.1.)}$$

În acest caz conductibilitatea se poate calcula după formula:

$$\sigma \cong Nd \cdot \mu_n \cdot e \qquad \text{(III.2.)}$$

$$\sigma = 5 \cdot 10^{19} \cdot 0{,}135 \cdot 1{,}6 \cdot 10^{-19} = 1{,}03 \text{ mho/m}$$

și:

$$\rho = 0{,}99\ \Omega \cdot \text{m}.$$

Aceste din urmă valori denotă o creștere foarte însemnată a conductivității de cca 2000 ori, deși cantitatea de donor adăugată a fost deosebit de mică. Această concentrație de dopant nu schimbă cu nimic proprietățile mecanice sau chimice ale semiconductorilor însă influențează semnificativ proprietățile lor electrice.

S-a menționat în capitolul I că semiconductorii prezintă o comportare diferită de cea a metalelor în ce privește conductibilitatea. Aceasta fiindcă la semiconductori există o zonă interzisă între banda de valență și cea de conducție și trecerea unui electron peste această bandă implică un aport de energie termică din exterior. La o temperatură dată numărul de purtători astfel apăruți este cu atît mai mare cu cît zona interzisă

Scanned with OKEN Scanner

este mai îngustă. Odată cu creşterea temperaturii numărul de purtători creşte logaritmic*.

În cazul unui semiconductor dopat conductibilitatea variază oarecum diferit în funcţie de temperatură. Purtătorii potenţiali introduşi prin dopaj trec în banda de conducţie mult mai uşor decît purtătorii intrinseci, energia de ionizare a atomilor dopantului fiind mult mai mică decît energia ce reprezintă zona interzisă. Din acest motiv în intervalul de temperatură 100°—300° K pentru germaniu şi 100°—425°K pentru siliciu, conductibilitatea este practic decisă de concentraţia impurităţilor. La temperaturi mai ridicate toţi atomii dopantului sînt ionizaţi şi creşterea în continuare a conductibilităţii are loc numai pe seama perechilor electron-gol apărute prin efect termic. Din acest motiv intervalul de temperatură în care se descrie comportarea unui semiconductor se împarte în două domenii: domeniu intrinsec şi domeniu extrinsec (vezi fig. III.2).

În domeniul extrinsec conductibilitatea creşte relativ puţin cu temperatura, atomii dopanţi fiind toţi ionizaţi, perechile electron-gol ce apar prin ruperea legăturilor de valenţă fiind puţine nu contribuie într-o măsură mare la conductibilitate. În momentul în care creşterea temperaturii este însoţită şi de o creştere însemnată a formării de perechi electron-gol, conductibilitatea creşte rapid, semiconductorul se află în domeniul intrinsec.

Un dispozitiv electronic a cărui funcţionare se bazează pe proprietăţile extrinsece ale unui semiconductor nu trebuie lăsat să funcţioneze peste o temperatură (cca. 85°C pentru germaniu şi 200°C pentru siliciu). În caz contrar mărirea temperaturii duce la o creştere a conductibilităţii urmată de creş-

* Numărul de purtători intrinseci este dat de relaţia:

$$N_i = 2\left(\frac{2\cdot\pi\cdot m_e\cdot kT}{h^2}\right)^{3/2}\cdot e^{-E_g/kT}$$

unde:

m_e = masa electronului
k = constanta lui Boltzmann
h = constanta lui Planck
T = temperatura absolută
E_g = diferenţa de energie între banda de valenţă şi cea de conducţie.

Scanned with OKEN Scanner

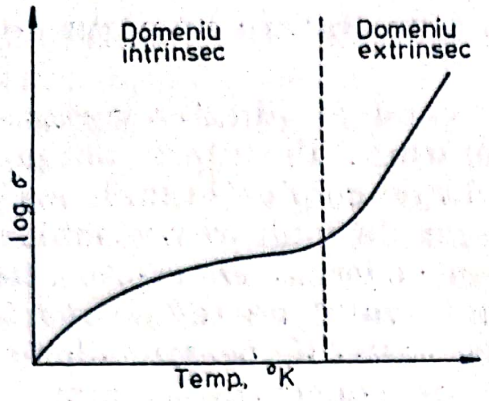


Fig. III.2. — Dependența de temperatură a conductibilității unui semiconductor dopat.

terea curentului prin dispozitiv, care provoacă o nouă creştere de temperatură ş.a.m.d. Dispozitivul respectiv se „ambalează", temperatura crescînd pînă la distrugerea lui.

III.2. DIODA CU JONCŢIUNE

Semiconductorii, fie puri, fie dopaţi, permit trecerea curentului în orice direcţie. Dacă însă o regiune de tip *p* se află alipită de o regiune de tip *n* atunci apare un gradient de purtători care este unilateral; curentul curge uşor numai într-o direcţie. Dispozitivul obţinut astfel este o diodă cu semiconductor sau o diodă cu joncţiune. Funcţionarea unei diode poate fi înţeleasă dacă se examinează fenomenele ce au loc la limita de separare între materialul de tip *n* şi cel de tip *p*, respectiv la joncţiunea *pn*.

O astfel de joncţiune este redată schematic în fig. III.3. În materialul tip *p* avem purtători de sarcină pozitivă mobili (goluri) şi sarcini negative imobile. În materialul de tip *n* sarcinile negative sînt mobile (electronii) şi cele pozitive imobile. În reprezentarea din fig. III.3 sarcinile imobile sînt încercuite. În acelaşi timp în ambele materiale apar perechi electron-gol generate termic.

În materialul *p* electronii astfel generaţi vor fi însă purtători minoritari, iar în materialul *n* acest rol va fi jucat de goluri.

Prin difuziune, golurile din apropierea joncţiunii vor pătrunde în materialul de tip *n* unde se vor combina cu electronii. La rîndul lor electronii vor difuza în materialul *p* unde se vor combina cu goluri. Deplasarea golurilor din materialul *p* lasă necompensate o parte din sarcinile negative imobile. În mod similar plecarea unor electroni din materialul *n* are ca rezultat

Scanned with OKEN Scanner

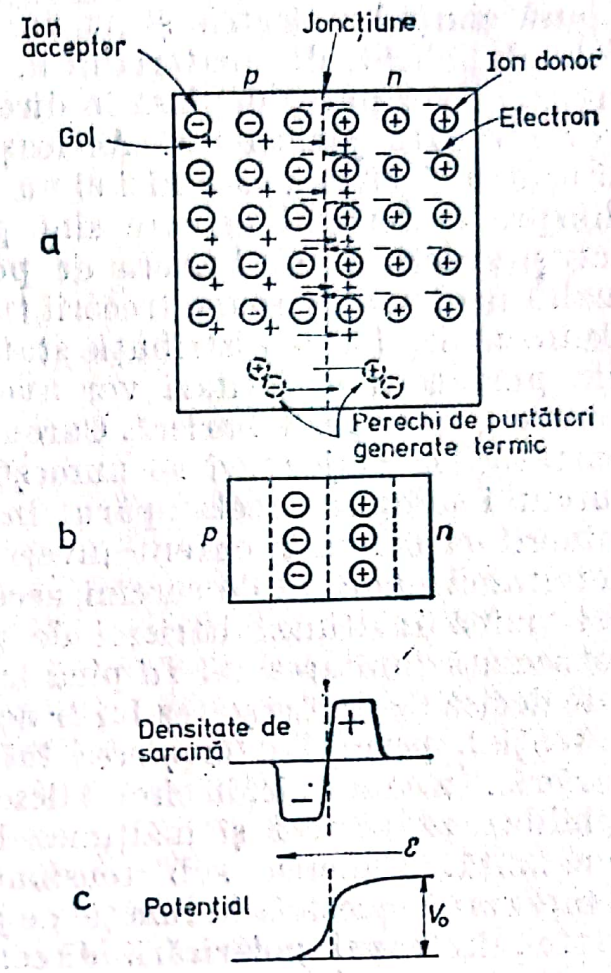


Fig. III.3. — Reprezentarea schematică a sarcinilor în zona unei joncțiuni $p-n$ (a și b) și distribuirea densității de sarcină și a potențialului (c).

apariția unor sarcini pozitive necompensate. Deși dispozitivul format din cele două materiale n și p este în ansamblu neutru în regiunea joncțiunii, sarcinile sînt distribuite neuniform. În materialul p avem un exces de sarcină negativă, iar în materialul n, un exces de sarcină pozitivă. Rezultatul este apariția unui cîmp electric și a unei diferențe de potențial, denumită *barieră de potențial*. Valoarea acesteia este de ordinul a cîteva zecimi de volt. Pe măsura îndepărtării de joncțiune numărul de purtători minoritari proveniți din materialul de tip opus scade, cîmpul electric reducîndu-se la zero. Bariera de potențial constituie un factor care se opune trecerii în continuare a purtătorilor majoritari, dar va permite trecerea purtătorilor minoritari. Acest lucru este evident dacă se examinează direcția cîmpului electric din fig. III.3 și variația potențialului, perpendicular pe direcția joncțiunii. Direcția cîmpului electric corespunde direcției de mișcare a sarcinilor pozitive și este orientată dinspre materialul n spre materialul p. Purtătorii majoritari ai materialului p, golurile, nu se vor putea deplasa în direcția

Scanned with OKEN Scanner

opusă cîmpului electric şi nu vor mai trece prin joncţiune. În schimb golurile din materialul *n*, unde ele sînt purtători minoritari, se vor putea deplasa în direcţia cîmpului şi în consecinţă vor străbate joncţiunea. Aceleaşi considerente sînt valabile şi pentru electroni, care nici ei nu vor putea străbate joncţiunea dinspre materialul în care sînt purtători majoritari. Trebuie totuşi specificat că bariera de potenţial nu este suficient de înaltă pentru a se opune trecerii tuturor purtătorilor majoritari. Conform legilor de distribuţie statistică a energiei, o mică parte din purtătorii majoritari vor avea suficientă energie cinetică pentru a trece peste barieră. Curentul generat în urma deplasării purtătorilor majoritari se numeşte curent direct, *Id*. Acestui curent i se opune acela apărut în urma deplasării purtătorilor minoritari denumit curent invers, *Ir*. Mărimea curentului *Id* determină numărul de sarcini necompensate care la rîndul său determină înălţimea barierei de potenţial. Aceasta are drept consecinţă limitarea lui *Id* pînă la o valoare de echilibru, care este decisă de *Ir*. Creşterea lui *Ir* determină reducerea barierei de potenţial, permiţînd creşterea lui *Id*, care duce la reducerea barierei. În concluzie, în circuit deschis, curenţii prin joncţiune se echilibrează perfect şi înălţimea barierei de potenţial rămîne constantă. Punerea sub tensiune a joncţiunii *pn* modifică comportarea acesteia în funcţie de polaritatea tensiunii aplicate. Astfel, în cazul polarizării directe (fig. III.4), respectiv la legarea materialului *p* la polul pozitiv al sursei şi a celui *n* la polul negativ, curentul direct devine mult mai mare decît cel invers. În acest caz înălţimea barierei de potenţial este micşorată pînă la valoarea $(V_0 - V)$, unde V este tensiunea aplicată şi V_0 înălţimea barierei de potenţial în circuit deschis. Probabilitatea ca tot mai mulţi purtători majoritari să treacă prin barieră creşte rapid. Aceasta echivalează cu un curent *Id*

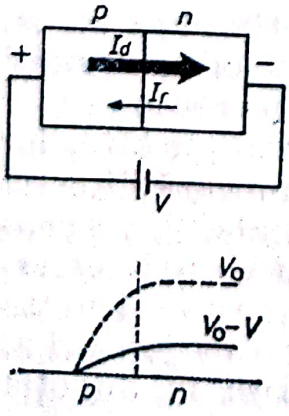
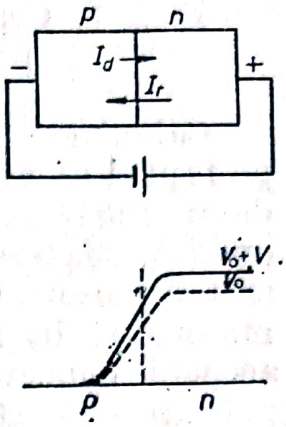


Fig. III.4. — Joncţiune *pn* polarizată direct.

Scanned with OKEN Scanner

Fig. III.5. — Joncțiune *pn* polarizată invers.



mult mărit. Curentul invers *Ir* nu își schimbă valoarea întrucît numărul de purtători minoritari dintr-o regiune sau alta nu este determinat decît de temperatură. Rezultatul net este trecerea curentului prin circuit. Dacă dioda este polarizată invers (fig. III.5), înălțimea efectivă a barierei de potențial este mărită, la tensiunea V_0 adăugîndu-se tensiunea externă *V*. Practic nici un purtător majoritar nu va trece prin joncțiune. Întrucît *Ir* nu este afectat de variații mici ale înălțimii barierei de potențial, scăderea accentuată a lui *Id* are ca rezultat un curent net egal cu *Ir*. Cum acesta este foarte mic se poate afirma că prin circuit nu trece curent. Simbolul unei diode cu joncțiune este reprezentat în fig. III.6. Pentru a putea opera ușor cu o diodă, este bine să se rețină următoarele :

— anodul este întotdeauna materialul *p* (pozitiv) ;

— catodul este întotdeauna materialul *n* (negativ) ;

— curentul trece prin diodă atunci cînd o tensiune pozitivă este aplicată la anod (*p*) și o tensiune negativă la catod (*n*) ;

— dioda nu conduce, trecerea curentului este blocată, dacă o tensiune negativă este aplicată la anod (*p*) și una pozitivă la catod (*n*).

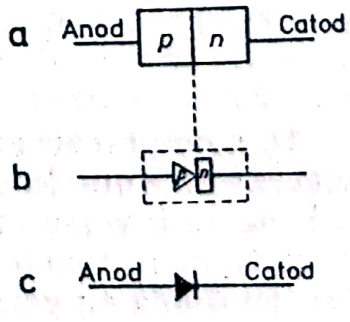


Fig. III.6. — Dioda cu joncțiune : a. reprezentarea schematică a unei joncțiuni *pn* ; b. forma celor două materiale astfel modelată încît să reprezinte direcția curentului direct ; c. simbolul diodei.

Scanned with OKEN Scanner

III.2.1. CARACTERISTICA DIODEI

Calcularea mărimii curentului prin joncţiunea *pn* se bazează pe faptul că purtătorii majoritari care trec bariera de potenţial devin purtători minoritari şi sînt transportaţi către capătul opus al materialului semiconductor prin difuziune. Din acest motiv curentul este determinat de concentraţia purtătorilor minoritari în imediata apropiere a joncţiunii. La rîndul ei această concentraţie depinde de temperatură, tensiunea de polarizare şi natura materialului semiconductor. Ţinînd seama de toţi aceşti factori s-a dedus următoarea ecuaţie pentru curentul ce trece prin diodă :

$$I = I_s \, (e^{eV/kT} - 1), \qquad \text{(III.3.)}$$

unde :

I — curentul prin diodă ;
I_s — curentul de saturaţie ;
e — sarcina electronului ;
V — tensiunea de polarizare ;
k — constanta lui Boltzmann ;
T — temperatura.

Factorul e/kT are pentru temperatura de 293°K valoarea aproximativă 40. În cazul unei polarizări directe la valori ale tensiunii V mai mari de 0,2 volţi, termenul exponenţial este de cca $3 \cdot 10^3$. Ecuaţia III.3 devine în acest caz :

$$Id = I_s \cdot e^{eV/kT}. \qquad \text{(III.4.)}$$

În cazul polarizării inverse V este negativ, termenul exponenţial este mult mai mic decît 1, valoarea curentului invers fiind :

$$Ir \cong -I_s. \qquad \text{(III.5.)}$$

În mod practic curentul invers este reprezentat de curentul de saturaţie. Numele acestuia vine de la faptul că în condiţii de polarizare inversă curentul atinge valori de saturaţie la tensiuni de polarizare foarte mici. Acest lucru este ilustrat în fig. III.7 pentru diode cu germaniu şi diode cu siliciu.

Scanned with OKEN Scanner

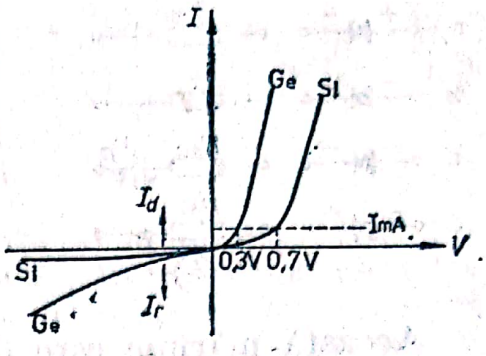


Fig. III.7. — Curbele caracteristice ale diodelor cu germaniu şi siliciu.

Se poate observa de pe aceste caracteristici că diodele nu încep să conducă decît după depăşirea unei *tensiuni de prag*, care au însă valori relativ mici : 0,2 V pentru germaniu şi 0,7 V pentru siliciu. Diferenţa de tensiuni de prag se explică prin lărgimea zonei dintre banda de valenţă şi cea de conducţie a celor două materiale. Această zonă este mai mare la siliciu (1,21 eV) decît la germaniu (0,72 eV). Din acest motiv curentul invers la siliciu este mai mic şi în consecinţă tensiunea de polarizare directă, necesară obţinerii unui curent direct apreciabil este mai mare conform ecuaţiei (III.3.). Aşa după cum arată ecuaţia III.3, şi reprezentarea din fig. III.7, dioda este un element de circuit cu comportare neliniară. Aceasta face ca analiza unui circuit ce conţine diode să devină o sarcină laborioasă dacă se bazează pe ecuaţia mai sus amintită sau pe reprezentarea grafică. De aceea, în prezentarea comportării diodei se recurge la procedeul echivalării acesteia cu un circuit model. Un astfel de circuit care se utilizează nu numai în cazul diodei ci şi a altor dispozitive electronice neliniare este compus din elemente de circuit liniare cum ar fi rezistori şi condensatori şi din surse ideale de curent sau tensiune. Cu un circuit model relativ simplu se poate reproduce şi prezice comportarea unor dispozitive mai complicate într-un anumit interval de condiţii date.

În cazul diodei se pot construi circuite model separate pentru polarizarea directă şi polarizarea inversă, cu diferite grade de apropiere de comportarea reală. Astfel în primă aproximaţie dioda polarizată direct poate fi echivalată cu o rezistenţă foarte mică (fig. III.8.a), iar cea polarizată invers cu o rezistenţă foarte mare (fig. III.8.b). Valoarea acestei rezistenţe pentru un punct dat al caracteristicii diodei se poate calcula după relaţia :

$$R_S = \frac{V}{I}. \qquad \text{(III.6.)}$$

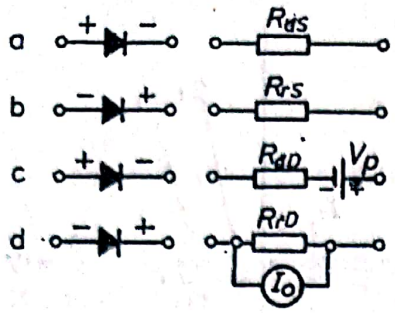


Fig. III.8. — Dioda şi circuitele model: a. polarizare directă, rezistenţă statică; b. polarizare inversă, rezistenţă statică; c. polarizarea directă, rezistenţă dinamică; d. polarizare inversă, rezistenţă dinamică.

Această mărime este denumită rezistenţă statică. Întrucît ecuaţia după care se calculează reprezintă o dreaptă care trece prin origine, pentru fiecare punct al caracteristicii avem o altă rezistenţă statică, diferenţele fiind apreciabile îndeosebi la curenţi mici.

De exemplu, pentru punctele A′ şi B′ (fig. III.9) rezistenţa statică este reprezentată de dreptele A şi B, avînd înclinaţii diferite.

O valoare mai apropiată de realitate o constituie rezistenţa dinamică R_d, calculată după relaţia:

$$R_d = \frac{dV}{dI}. \qquad \text{(III.7.)}$$

R_d este panta caracteristicii diodei într-un punct oarecare şi este egală cu o rezistenţă a cărei caracteristică o constituie dreapta C. Între acestea şi porţiunea dreaptă a caracteristicii diodei există o diferenţă de tensiune egală tocmai cu tensiunea de prag, V_p; aşadar, dioda se poate echivala cu un circuit compus dintr-o rezistenţă Rd_D, în serie cu o sursă de tensiune, V_p (fig. III.8.c). După cum rezultă din panta dreptei A, B şi C din fig. III.9, rezistenţa dinamică va avea o valoare mai mică decît rezistenţa statică.

Rezistenţa dinamică a diodei invers polarizată va fi şi ea reprezentată de o dreaptă paralelă cu porţiunea liniară a caracteristicii diodei (fig. III.10) diferenţa dintre ele fiind de această

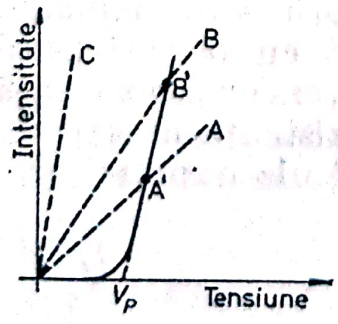


Fig. III.9. — Caracteristicile diodei şi ale rezistenţelor echivalente statice şi dinamice în cazul polarizării directe.

Scanned with OKEN Scanner

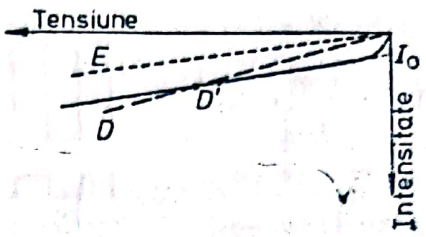


Fig. III.10. — Caracteristicile diodei şi ale rezistenţelor echivalente statice şi dinamice în cazul polarizării inverse.

dată o intensitate de curent egală cu I_0. În acest caz circuitul echivalent (fig. III.8.d) ar consta dintr-o rezistenţă Rr_D (dreapta E) mai mare decît rezistenţa statică (dreapta D, fig. III.10) în paralel cu o sursă de curent I_0.

III.3. CIRCUITE CU DIODE

Caracteristica neliniară a diodei permite construirea unor circuite cum ar fi circuitele de limitare a tensiunii sau curentului, de modelare a formei unui semnal, circuite de comutare, circuite de restaurare a componentei continui a unui semnal şi circuite de redresare.

III.3.1. CIRCUITE LIMITATOARE

Circuitul din fig. III.11 serveşte la eliminarea componentei pozitive sau negative a unui semnal. Partea de semnal care apare la ieşire este funcţie de aşezarea diodei. În circuitul *a*

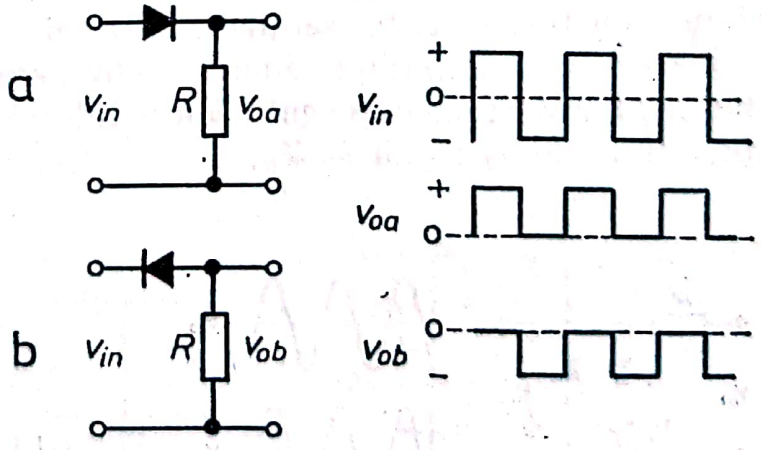


Fig. III.11. — Circuit pentru blocarea componentei negative (a) sau pozitive (b) a semnalului.

Scanned with OKEN Scanner

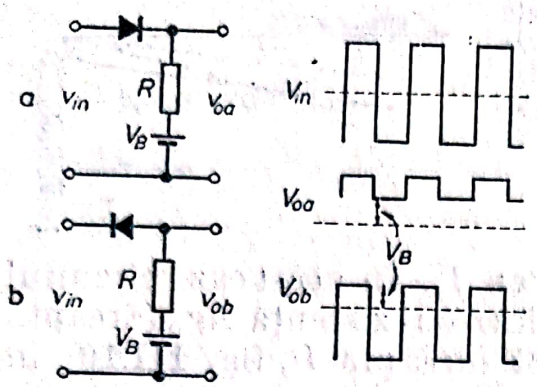


Fig. III.12. — Circuit limitativ al tensiunii.

dioda va conduce, atunci cînd la anod se aplică o tensiune pozitivă, și nu conduce în timpul alternanței negative. Inversînd dioda, ca în circuitul *b*, aceasta va fi polarizată direct numai în timpul alternanței negative, porțiunea pozitivă a semnalului fiind astfel blocată. Acest circuit fixează una din limitele semnalului la valoarea 0. Semnalul se consideră a fi mult mai mare decît valoarea tensiunii de prag, așa încît aceasta se poate neglija.

Adăugînd în serie cu rezistența R o sursă de tensiune V_B, se poate extinde domeniul în care circuitul limitează semnalul. Dioda va începe să conducă numai în momentul în care tensiunea la anod este mai pozitivă decît cea de la catod (V_B). În acest fel, în funcție de așezarea diodei se blochează porțiunea semnalului care este mai negativă decît V_B (fig. III.12. a) sau mai pozitivă decît aceasta (fig. III.12.b).

Circuitul din fig. III.13 transformă un semnal sinusoidal în unul cvasidreptunghiular. Dioda în serie cu sursa de tensiune scurtcircuitează semnalul atunci cînd acesta depășește valoarea V_B. Utilizînd două diode așezate în sens opus și două surse de tensiune egală semnalul va apare la ieșire numai între limitele $+V_B$ și $-V_B$.

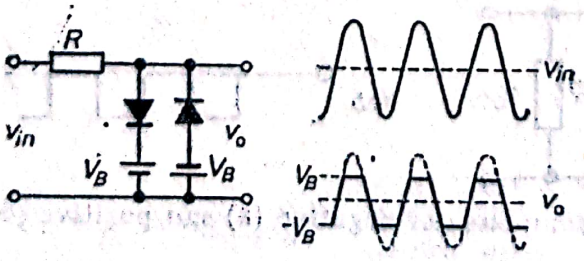


Fig. III.13. — Circuit de modelare a unei unde sinusoidale în una cvasidreptunghiulară.

III.3.2. RESTAURAREA COMPONENTEI CONTINUI

În unele situaţii este necesar ca semnalele alternative să apară suprapuse peste o componentă continuă. Valoarea medie a semnalului alternativ nu va fi în acest caz la zero ci la o tensiune egală cu aceea a componentei continui. Amplificarea unui astfel de semnal cu amplificatoare ale căror etaje sînt cuplate între ele prin condensatori (vezi capitolul despre amplificarea cu tranzistori) are drept rezultat pierderea componentei continui. Cu ajutorul unui circuit cu diodă, componenta continuă poate fi reintrodusă, astfel ca limita superioară sau inferioară a semnalului alternativ să fie la zero sau la o valoare oarecare. Circuitul din fig. III.14 fixează limita semnalului la valoarea zero fără să afecteze forma şi amplitudinea acestuia. Să presupunem că R şi C sînt astfel alese încît produsul RC să fie mult mai mare decît perioada undei dreptunghiulare aplicate la intrare.

Dispoziţia diodei face ca anodul acesteia să fie mai pozitiv decît catodul, deci dioda să conducă în timpul alternanţelor negative ale semnalului. În timpul alternanţelor pozitive, dioda nu conduce. Pentru simplificarea explicaţiei să presupunem că rezistenţa diodei polarizată direct Rd_s are o astfel de valoare încît produsul Rd_sC este egal cu jumătate din perioada semnalului, $\Delta T/2$. Pornind cu condensatorul neîncărcat în cursul primei alternanţe negative, acesta se va încărca la 63%, din amplitudinea pozitivă a semnalului. În acest timp căderea de tensiune pe rezistenţă V_R ajunge de la $-V_a$ la 0,37 V_a. În timpul unei alternanţe pozitive condensatorul practic nu se descarcă ($RC \gg \Delta T$), întreg semnalul apare pe rezistenţa R, fiind deplasat înspre valori pozitive cu V_a — — 0,37 V_a, respectiv cu 0,63 V_a. În timpul următoarei alternanţe negative condensatorul se încarcă din nou, de data

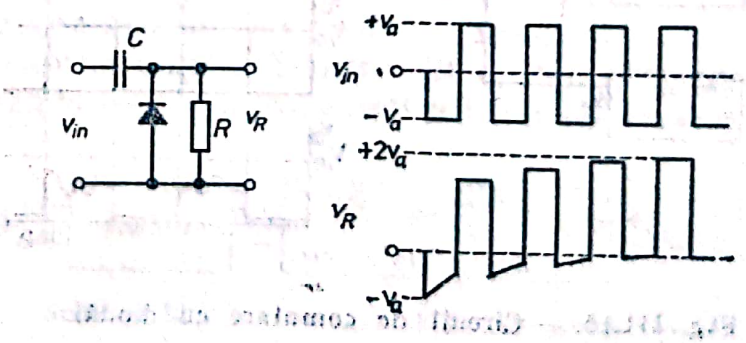


Fig. III.14. — Circuit de restaurare a componentei continui.

Scanned with OKEN Scanner

aceasta pînă la 86% din valoarea semiamplitudinii semnalului (vezi tabelul II.2.). După cinci cicluri condensatorul este practic complet încărcat şi în continuare la ieşirea circuitului, pe rezistenţa R, semnalul apare cu aceeaşi formă şi amplitudine ca la intrare, însă nu între $-V_a$ şi $+V_a$, ci între 0 şi $+2V_a$. Schimbînd sensul diodei se poate fixa semnalul cu limita superioară la zero. Introducînd o sursă cu tensiunea V_B în serie cu dioda, limita superioară sau inferioară a semnalului va fi fixată la V_B.

III.3.3. COMUTATOR CU DIODE

Un circuit cu diode de genul aceluia redat în fig. III.15 poate fi utilizat pentru a permite unui semnal furnizat de o sursă oarecare, să ajungă la ieşire. Semnalul de la această sursă nu trebuie să depăşească o valoare maximă V_m. Pe intervalul de timp în care semnalul trebuie să treacă, circuitul de control prezintă la ieşire tensiunea V_m. În acest caz dioda va fi polarizată invers, rezistenţa ei va fi foarte mare şi întreg semnalul apare la bornele de ieşire ale circuitului (V_0). Dacă tensiunea de control (V_c) este zero, dioda va fi direct polarizată, rezistenţa ei devine foarte mică şi aceasta face ca borna pozitivă a sursei să fie scurtcircuitată prin diodă şi circuitul de control cu borna negativă. La ieşire nu mai este transmis nici un semnal. În acest fel circuitul de control închide sau deschide calea semnalului dintre sursă şi ieşire. Trebuie remar-

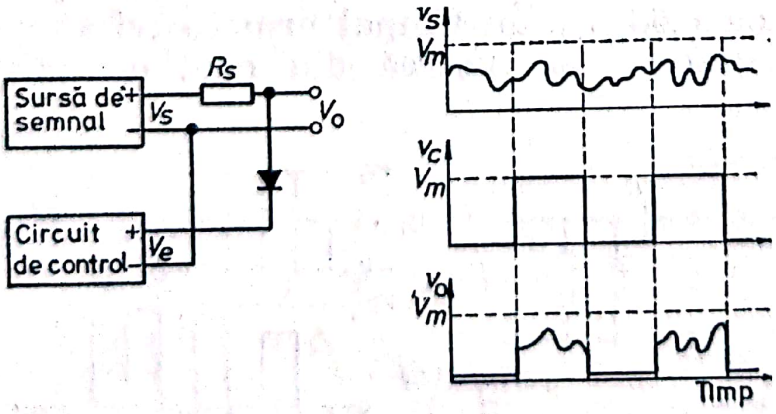


Fig. III.15. — Circuit de comutare cu diodă.

Scanned with OKEN Scanner

cat că, pe timpul cînd dioda conduce, valoarea tensiunii de ieşire, V_0, nu este egală cu zero, ci are o valoare pozitivă egală cu tensiunea de prag.

III.4. CIRCUITE DE CONVERSIE A PUTERII

Majoritatea covîrşitoare a circuitelor electronice funcţionează cu curent continuu. Drept sursă de curent continuu se pot folosi bateriile uscate, sau acumulatorii. Aceasta se face atunci cînd este vorba de aparate portative. În laborator este însă mult mai comod să se utilizeze drept sursă de putere curentul alternativ de reţea după ce în prealabil a fost convertit în curent continuu. Circuitul utilizat în acest scop este denumit circuit de conversie a puterii şi constituie una din unităţile constructive ale fiecărui aparat electronic.

Schema bloc a unui circuit de conversie a puterii (fig. III.16) conţine următoarele unităţi: transformatorul, circuitul de redresare şi circuitul de filtrare. Uneori, după circuitul de filtrare se intercalează şi un circuit de stabilizare. Acesta este însă mai complex şi de aceea va fi prezentat abia în capitolul VII.

III.4.1. TRANSFORMATORUL

Foarte rar tensiunea de lucru a unui instrument electronic este aceea a reţelei. Tensiunea curentului continuu utilizat pentru diferite aplicaţii variază în limite foarte largi. În electrochimie sînt frecvente tensiunile mici pînă la 1,5 V. Tensiunea de alimentare a aparatelor tranzistorizate variază între 1,5 şi 20 V. O fotocelulă cu gaz are nevoie pentru a funcţiona corect de o diferenţă de tensiune cuprinsă între 80 şi 200 V. Fotomultiplicatorii operează la tensiuni între 300 şi 1400 V, numărul

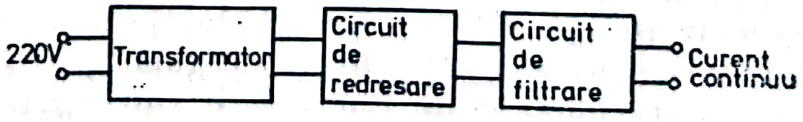


Fig. III.16. — Schema bloc a unui circuit de conversie a puterii.

exemplelor de acest fel putînd fi extins. Ridicarea sau coborîrea tensiunii la valoarea dorită se efectuează cu ajutorul unui transformator. Transformatorul efectuează transferul de energie electrică de la un circuit către altul prin intermediul cîmpului magnetic. Circuitele între care are loc acest transfer sînt denumite primar şi secundar. În principiu un transformator constă dintr-un miez de material feromagnetic pe care primarul şi secundarul sînt înfăşurate sub forma unor bobine izolate atît de miez cît şi între ele. O tensiune alternativă este aplicată primarului care astfel induce în miez un flux magnetic variabil. Acesta, la rîndul său, va induce o tensiune variabilă în înfăşurarea secundară. Nu este necesară nici o legătură electrică între cele două înfăşurări. Transformatorul poate izola un circuit de altul, permiţînd în acelaşi timp un schimb de energie între ele. Dacă cele două înfăşurări sînt suficient de apropiate atunci apare un cuplaj (inducţie mutuală) pentru care este valabilă relaţia :

$$\frac{V_p}{V_S} = \frac{N_p}{N_S}, \qquad \text{(III.8.)}$$

unde :

V_p = tensiunea aplicată la primar ;
V_S = tensiunea obţinută la secundar ;
N_p = numărul de spire al înfăşurării primare ;
N_S = numărul de spire al înfăşurării secundare.

În ceea ce priveşte curenţii, aceştia se află în raport invers :

$$\frac{I_p}{I_S} = \frac{N_S}{N_p}, \qquad \text{(III.9.)}$$

unde :

I_p = curentul prin primar datorită sarcinii existente în secundar ;
I_S = curentul prin secundar.

Curentul total prin primar este cu ceva mai mare decît I_p, cu o cantitate I_E, denumit curent de excitare. Acesta este necesar menţinerii fluxului magnetic atunci cînd la secundar nu există nici o sarcină. De regulă, pentru transformatoare de puteri mici, cum sînt acelea din aparatele de laborator, valoarea acestui curent de excitaţii este relativ redusă.

Scanned with OKEN Scanner

Pentru a reduce pierderile de energie cauzate de încălzirea prin curenţi turbionari miezul se confecţionează din fişii de tablă laminată de fier siliciu, denumite *tole*. Tolele se aşază strîns lipite una de alta după ce în prealabil au fost acoperite cu un strat subţire de lac pentru a împiedica contactul electric direct.

Bobinarea primarului şi secundarului se face pe un cilindru din material izolant, carton sau preşpan. Se utilizează sîrma de cupru lăcuită cu menţiunea că spirele nu trebuie să se încalece oblic. Înfăşurarea se face astfel ca sîrma mai subţire (mai scumpă) să fie în interior astfel încît să se consume cît mai puţină. Tolele se taie astfel ca prin asamblare să formeze un miez în interiorul cilindrului, care se continuă apoi în afară sub forma unui cadru care închide liniile cîmpului magnetic. Unul din sistemele de tăiere cele mai frecvente îl constituie tolele E—I (fig. III.17). Limba din mijloc a tolei în formă de *E* se introduce în interiorul cilindrului pe care se află înfăşurarea, iar celelalte două laturi, împreună cu tola *I*, închid cadrul. Tola următoare se aşază în sens opus, închizîndu-se tot cu o tolă *I*. Întreg miezul este astfel format din tole dispuse alternativ. În final tolele se strîng cu ajutorul unor şuruburi pentru a evita vibraţiile ce apar la frecvenţa curentului de reţea.

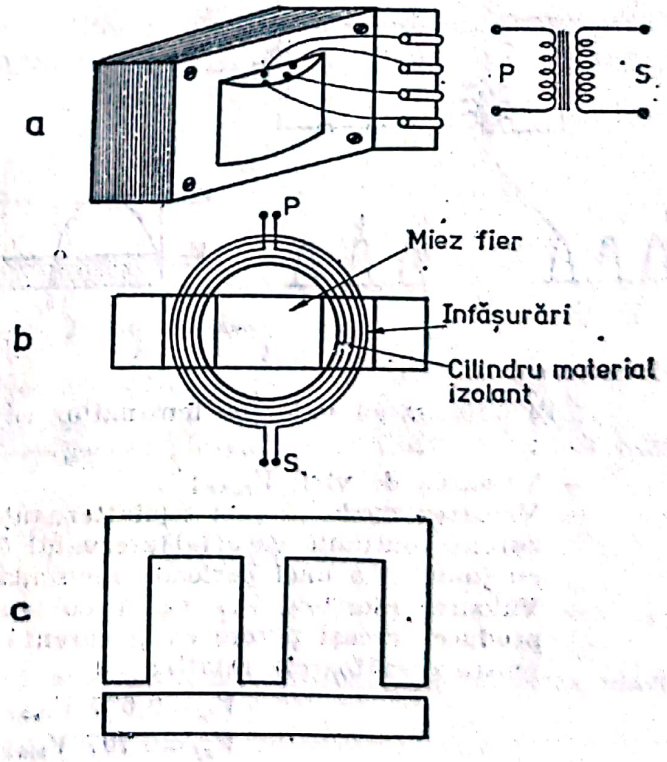


Fig. III.17. — a. Aspectul general al unui transformator de reţea şi simbolul său; b modul de înfăşurare al primarului şi secundarului; c. Tole de transformator de tip E—I.

Scanned with OKEN Scanner

III.4.2. CIRCUITE DE REDRESARE

Circuitele de redresare sînt construite din diode şi au rolul de a converti curentul alternativ într-un curent unidirecţional.

Redresorul monoalternanţă din fig. III.18 conţine o singură diodă montată între secundarul transformatorului şi rezistenţa de sarcină R_L. Forma curentului la capetele secundarului este aceea a unei sinusoide. În timpul unei alternanţe pozitive dioda permite trecerea curentului şi pe rezistenţa de sarcină apare o semialternanţă. În timpul unei alternanţe negative dioda devine polarizată invers şi prin circuit nu trece curent. În final, pe rezistenţa de sarcină apar numai alternanţele pozitive ale sinusoidei ce reprezintă curentul. Acest tip de redresor este simplu, însă valorifică numai jumătate din puterea disponibilă furnizată de secundar. Componenta continuă a curentului redresat, V_{cc}, are valoarea :

$$V_{cc}=\frac{V_m}{2}=\frac{0{,}637}{2}V_{max}\,, \qquad \text{(III.10.)}$$

unde :

V_{max} este valoarea de vîrf a curentului alternativ, şi V_m — valoarea medie *. Această componentă continuă corespunde

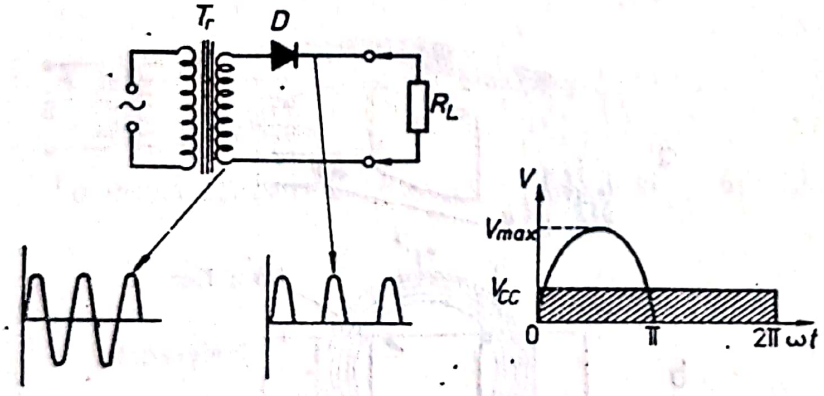


Fig. III.18. — Redresor monoalternanţă.

* Reamintim că valorile tensiunilor ce caracterizează curentul alternativ sînt :

— Valoarea de vîrf, V_{max};
— Valoarea medie a unei semialternanţe, V_m, egală cu tensiunea unui curent continuu care în intervalul $0-\pi$ acoperă aceeaşi suprafaţă cu jumătatea unei perioade sinusoidale.
— Valoarea efectivă, V_{ef}, egală cu tensiunea unui curent continuu ce produce aceeaşi putere ca şi curentul alternativ. Între aceste valori există următoarele relaţii :

$$V_m=0{,}637\ V_{max}\,;$$
$$V_{ef}=0{,}707\ V_{max}.$$

Scanned with OKEN Scanner

la o jumătate din valoarea medie a unei semialternanţe întrucît pe timpul celei de a doua, valoarea tensiunii este zero.

Redresorul cu dublă alternanţă şi priză mediană (fig. III.19) utilizează două diode. Caracteristica acestui montaj o constituie priza mediană din secundarul transformatorului. Cele două jumătăţi ale secundarului se vor afla faţă de această priză într-un defazaj de 180°. În timp ce la un capăt apare alternanţa pozitivă, la celălalt apare alternanţa negativă. În timpul alternanţei pozitive conduce o diodă, cealaltă fiind blocată. În timpul alternanţei negative la un capăt apare o alternanţă pozitivă la celălalt, aşa că tot timpul există o diodă care va conduce curentul. Rezultatul este un curent unidirecţional, ce conţine ambele alternanţe.

Componenta continuă a acestuia este egală cu valoarea medie a unei semialternanţe:

$$V_{cc} = V_m = 0{,}637 V_{max}. \qquad \text{(III.11.)}$$

Redresor cu dublă alternanţă şi diode în punte.

Redresarea ambelor alternanţe este posibilă şi fără un secundar cu priză mediană. În acest caz se utilizează patru diode montate în punte (fig. III.20). În timpul unei alternanţe pozitive circuitul se închide prin dioda D_1, rezistenţa de sarcină R_L şi dioda D_3. În a doua semialternanţă, curentul curge prin dioda D_4, rezistenţa de sarcină şi dioda D_2. De remarcat că în ambele cazuri sensul curentului prin R_L este acelaşi, ceea ce

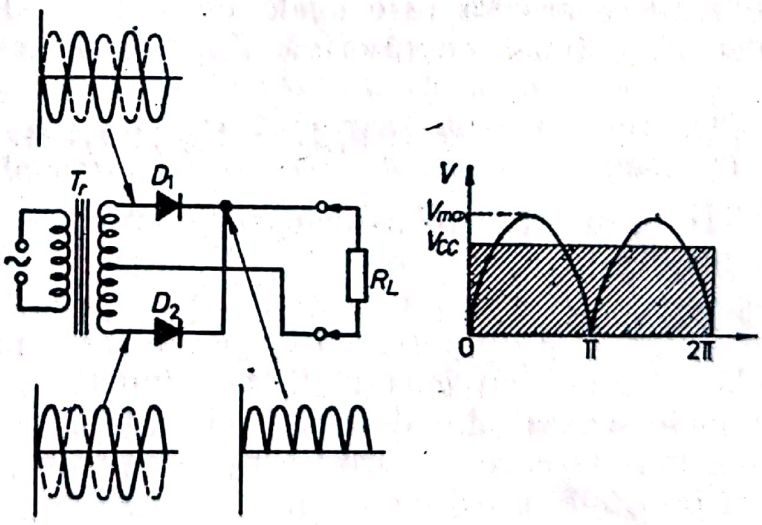


Fig. III.19. — Redresor cu dublă alternanţă şi transformator cu priză medie.

Scanned with OKEN Scanner

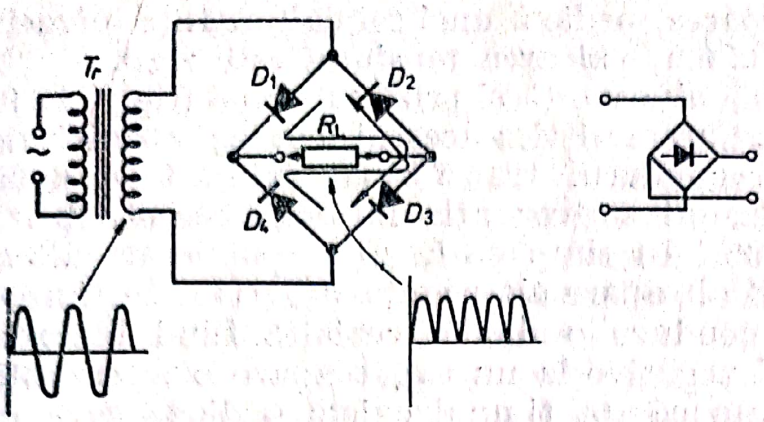


Fig. III.20. — Redresor cu dublă alternanță și diode în punte. În dreapta: simbolul circuitului.

înseamnă de fapt redresarea ambelor alternanțe. Odată cu apariția diodelor cu joncțiune de înaltă calitate și preț scăzut, redresorul cu diode în punte a devenit cel mai răspîndit tip de redresor. Există chiar un simbol al acestui tip de circuit, redat în partea dreaptă a fig. III.20.

Selecționarea diodelor pentru circuitele de redresare se face în funcție de tensiunea ce urmează să fie redresată și de curentul ce străbate circuitul la o rezistență de sarcină dată.

Fiecare diodă este caracterizată printr-o tensiune inversă maximă la care poate fi supusă fără ca joncțiunea să fie străpunsă. Această tensiune trebuie să fie mai mare decît tensiunea inversă furnizată de secundarul transformatorului. În cazul redresorului cu monoalternanță și a celui cu diode în punte tensiunea inversă este egală cu $-V_{max}$. Dacă secundarul furnizează o tensiune efectivă V_{ef}, tensiunea inversă va fi:

$$V_{max} = V_{ef} \times 1{,}414. \qquad \text{(III.12.)}$$

În cazul unui transformator ce furnizează la secundar 10 V, tensiunea inversă este de 14,1 V. La redresorul cu priză mediană tensiunea inversă la care este supusă dioda este egală cu $2\,V_{max}$.

În funcție de curentul ce poate trece printr-o diodă se deosebesc două categorii: diode semnal și diode de redresare. Diodele semnal sînt destinate circuitelor prin care trec curenți mici însă la care se cere un răspuns rapid și cost scăzut. Acest gen de diode au dimensiuni mici fiind încastrate în capsule de 1—2 mm diametru și 7—8 mm lungime. Diodele de redresare operează cu curenți de ordinul sutelor de miliamperi sau al amperilor și în consecință și dimensiunile lor sînt mai mari.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul III.1.

Caracteristicile unor diode IPRS Băneasa

	DIODE SEMNAL			DIODE DE REDRESARE		
	EFD 103	EFD 107	EFD 110	DR 303	EFR 135	F 407
Tensiune inversă maximă (volți)	30	15	45	300	100	800
Curentul direct	30 mA	20 mA	35 mA	210 mA	15 A	1 A
Curentul invers	30 μA la 10 V	<220 μA la 10 V	<350 μA la 45 V	< 10 μA la 300 V	<350 μA la 100 V	< 5 μA la 800 V

După cum ne indică și numele, ele sînt utilizate în circuitele de redresare. Cîteva din caracteristicile cele mai importante ale unor diode semnal și diode de redresare fabricate la IPRS Băneasa sînt redate în tabelul III.1.

Filtrarea curentului redresat. Curentul rezultat la bornele de ieșire ale circuitului de redresare conține atît o componentă continuă cît și una alternativă. Rolul circuitului de conversie a puterii este însă de a obține un curent continuu și dacă există încă o componentă alternativă aceasta trebuie să fie micșorată pînă la limite de la care nu mai creează probleme. Reducerea componentei alternative se face cu ajutorul circuitelor de filtrare care conțin rezistente capacități sau inductanțe ori o combinație a acestora. Circuitele de filtrare cu capacitate sînt cel mai mult utilizate. Acest fapt este favorizat de succesele obținute în fabricarea condensatorilor de volum mic și capacități din ce în ce mai mari. Un astfel de circuit constă dintr-un condensator C legat în paralel cu rezistența de sarcină R_L (fig. III.21). Condensatorul joacă rolul unui tampon, al unui rezervor care acumulează sarcini electrice atunci cînd dioda conduce și pe care le eliberează în timpul perioadei cînd dioda este blocată.

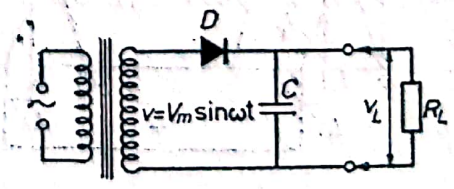


Fig. III.21. — Circuit de filtrare cu capacitate, cuplat cu un redresor monoalternanță.

Condensatorul C se încarcă şi se descarcă după o curbă exponenţială, aşa după cum a fost arătat în capitolul II. Încărcarea condensatorului se face prin dioda care conduce iar descărcarea prin rezistenţa de sarcină R_L, care este mult mai mică decît aceea a diodei blocate. De aceea, în timp ce dioda conduce, rezistenţa ei fiind foarte mică, tensiunea la bornele condensatorului urmează practic partea ascendentă a sinusoidei curentului redresat (fig. III.22). Cînd tensiunea redresată începe să scadă (partea descendentă a sinusoidei), tensiunea condensatorului nu urmează sinusoida ci curba de descărcare a circuitului $R_L C$ format de condensator şi rezistenţa de sarcină. Dacă $R_L C$ este suficient de mare condensatorul nu se va descărca complet şi următoarea semialternanţă furnizată de redresor îl va reîncărca (linia îngroşată din partea de sus a fig. III.22).

Odată condensatorul încărcat, circuitul de redresare furnizează curent numai pentru reîncărcarea acestuia. La timpul t_1, cînd dioda începe să conducă, valoarea curentului creşte brusc, pentru ca apoi să scadă, pe măsura încărcării condensatorului pînă la zero (timpul t_2).

Curentul ce străbate rezistenţa de sarcină şi tensiunea la capetele acesteia constă dintr-o componentă continuă peste care este suprapusă o componentă alternativă relativ redusă. Un astfel de curent se numeşte curent cu ondulaţii. Eficacitatea filtrului se apreciază prin amplitudinea ondulaţiilor V_r, prin valoarea efectivă a tensiunii alternative V_{ref} sau prin factorul de ondulare r. Acesta din urmă este dat de raportul :

$$r = \frac{V_{ref}}{V_{cc}}, \qquad \text{(III.13.)}$$

V_{cc} fiind în acest caz tensiunea componentei continue a curentului filtrat. Cu cît factorii mai sus amintiţi sînt mai mici, cu atît filtrarea este mai bună. Cunoscînd valorile parametrilor

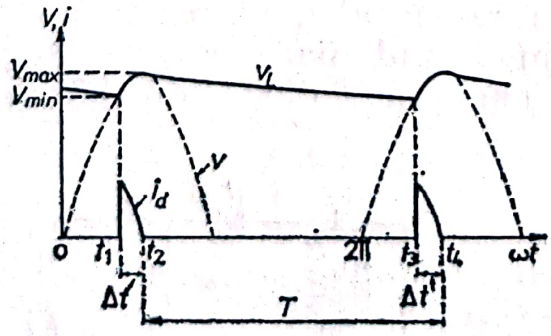


Fig. III.22. — Mecanismul reducerii componentei alternative într-un circuit de filtrare cu capacitate.

Scanned with OKEN Scanner

şi a componenţilor implicaţi în operaţia de filtrare, se poate calcula V_r şi de aici ceilalţi factori. Examinînd fig. III.22 se observă că amplitudinea componentei alternative V_r este:

$$V_r = V_{max} - V_{min}. \qquad \text{(III.14.)}$$

Tensiunea maximă la care se încarcă condensatorul se poate considera ca fiind egală cu tensiunea de vîrf a curentului redresat V_{max}.

Sarcina furnizată de condensator în timpul descărcării este:

$$Q = I_{cc} \cdot (T - \Delta t) = C(V_{max} - V_{min}), \qquad \text{(III.15.)}$$

unde:

I_{cc} este curentul continuu ce trece prin rezistenţa de sarcină R_L.

Întrucît Δt este mult mai mic decît T şi substituind valoarea lui V_r din ecuaţia III.14:

$$I_{cc} T = C V_r \qquad \text{(III.16.)}$$

$$V_r = \frac{I_{cc}\, T}{C}. \qquad \text{(III.17.)}$$

Înlocuind $I_{cc} = \frac{V_{cc}}{R_L}$ şi $T = \frac{1}{f}$,

unde:

f este frecvenţa curentului de reţea, se obţine:

$$V_r = \frac{V_{cc}}{f \cdot R_L \cdot C}. \qquad \text{(III.18.)}$$

Componenta alternativă se poate asimila cu o undă triunghiulară. Pentru acest tip de unde, valoarea efectivă a tensiunii se calculează după relaţia:

$$V_{ref} = \frac{V_r}{2 \cdot \sqrt{3}}; \qquad \text{(III.19.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

deci :

$$V_{ref} = \frac{V_{cc}}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot R_L \cdot C}. \qquad \text{(III.20.)}$$

Factorul de ondulare va fi :

$$r = \frac{V_{ref}}{V_{cc}} = \frac{1}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot f \cdot R_L \cdot C}. \qquad \text{(III.21.)}$$

Aceste ecuaţii pot fi utilizate pentru calcularea capacităţii din circuitul de filtrare, care să asigure o anumită proporţie a componentei alternative.

Să considerăm de exemplu un circuit de redresare cu dublă alternanţă care alimentează un aparat oarecare ce consumă 40 mW, la tensiunea de 10 V. Se pune condiţia ca după filtrare componenta alternativă să aibă o amplitudine V_r care să constituie numai 1% din valoarea componentei continue. Capacitatea care se va utiliza în acest caz este conform ecuaţiei III.18 :

$$C = \frac{V_{cc}}{V_r \cdot f \cdot R_L}$$

$$\frac{V_{cc}}{V_r} = \frac{100}{1}.$$

Fiindcă ambele alternanţe sînt redresate, $T = \frac{1}{100}$ s şi $f = 100\ s^{-1}$. Un consum de 40 mW, la o tensiune de 10 V, corespunde unei rezistenţe de sarcină :

$$R_L = \frac{V^2}{P} = \frac{100}{40 \cdot 10^{-3}} = 2{,}5 \cdot 10^3\ \Omega$$

de unde, obţinem :

$$C = \frac{100}{1 \cdot 100 \cdot 2{,}5 \cdot 10^3} = 0{,}4 \cdot 10^{-3}\ \text{F}.$$

Scanned with OKEN Scanner

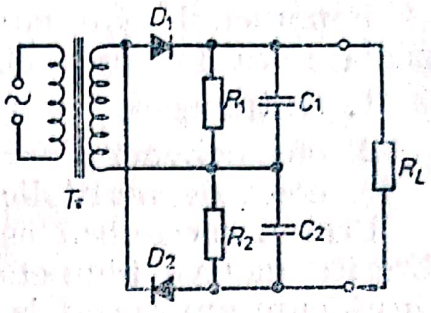


Fig. III.23. — Redresor cu filtru pentru dublarea tensiunii.

Un condensator de 400 μF, cu tensiunea de străpungere mai mare decît de 10 V, va asigura deci un curent continuu cu ondulaţii în jur de 1%.

Circuite de redresare şi filtrare cu dublarea tensiunii. O variantă care combină în mod ingenios circuitul de redresare monoalternanţă şi proprietăţile de tampon ale capacităţii de filtraj este redată în fig. III.23. Circuitul este în fond compus din două redresoare monoalternanţă, fiecare avînd propriul său circuit de filtraj. În timpul unei semialternanţe conduce dioda D_1 care încarcă condensatorul C_1. În timpul celeilalte semialternanţe se încarcă condensatorul C_2 prin dioda D_2. Fiecare condensator se încarcă la tensiunea de vîrf a curentului alternativ (V_{max}). Întrucît condensatoarele sînt legate în serie, tensiunea la capetele rezistenţei de sarcină este egală cu 2 V_{max}. Acest tip de circuit redresează ambele alternanţe şi în consecinţă trebuie considerat ca făcînd parte din clasa circuitelor redresoare cu dublă alternanţă. Tensiunea inversă la care sînt supuse diodele este 2 V_{max}.

III.5. DIODA ZENER

S-a arătat în subcapitolul referitor la redresare că diodele trebuie astfel selecţionate încît să reziste la tensiunea inversă la care sînt supuse. Deşi s-a arătat în discuţia referitoare la joncţiuni *pn* că acestea nu permit decît trecerea unui curent foarte mic atunci cînd sînt polarizate invers, este necesar să specificăm că această comportare se manifestă numai pînă la o anumită limită. Dacă această limită este depăşită, atunci dioda conduce şi dacă este polarizată invers.

Scanned with OKEN Scanner

Fenomenul este cunoscut sub numele de străpungere și poate avea loc prin diferite mecanisme. Acestea sînt :

1. străpungere termică ;
2. efect Zener ;
3. efect de multiplicare în avalanșă.

Primul mecanism este distructiv și apare atunci cînd din diferite motive temperatura joncțiunii *pn* este prea ridicată. După cum am arătat la începutul acestui capitol, aceasta duce la creșterea numărului de purtători liberi care în final are ca rezultat „ambalarea" semiconductorului și distrugerea acestuia. Acest gen de străpungere trebuie evitată într-un circuit electronic. Celelalte două mecanisme de străpungere se bazează pe faptul că la o anumită intensitate a cîmpului electric, numărul purtătorilor minoritari poate crește foarte mult și în consecință și curentul invers. Trebuie arătat că dimensiunile liniare ale joncțiunii *pn* sînt foarte mici, de ordinul micronilor, sau fracțiunilor de microni. Chiar dacă tensiunea aplicată la capetele unei diode nu este prea mare, aproape toată căderea de tensiune se realizează pe joncțiune. Intensitatea cîmpului electric în joncțiune se obține prin împărțirea diferenței de tensiune la grosimea acesteia. În acest caz cîmpul electric ajunge la valori apreciabile. O cădere de tensiune de 10 V pe o joncțiune de 1 μ corespunde unui cîmp de 10^5 V/cm.

Efectul Zener. Apare atunci cînd intensitatea cîmpului electric atinge valori de ordinul $7 \cdot 10^5$ volți/cm. În acest caz, electronii sînt dislocați din legăturile de valență generîndu-se perechi electron-gol, care contribuie la creșterea curentului invers.

Efectul de multiplicare în avalanșă. Apare la intensități ale cîmpului ceva mai reduse, cca $2 \cdot 10^5$ V/cm. În acest caz purtătorii minoritari aflați în regiunea cîmpului electric ridicat sînt accelerați la energii care sînt suficiente pentru a rupe legăturile covalente. În acest mod un purtător produce o nouă pereche de purtători. Aceștia, împreună cu purtătorul inițial, sînt din nou accelerați în cîmpul electric, în măsură suficientă pentru a ioniza și alți atomi ai materialului semiconductor. În final are loc o multiplicare în avalanșă, o reacție în lanț, care cauzează un curent invers însemnat prin joncțiune. Aceste două mecanisme de străpungere pot coexista. În regiuni *pn* foarte înguste și în materiale puternic dopate predomină efectul Zener. În joncțiuni *pn* relativ largi și materiale puțin dopate, multiplicarea în avalanșă este principalul factor care decide curentul invers. Manipulînd cei doi parametri, grosimea

Scanned with OKEN Scanner

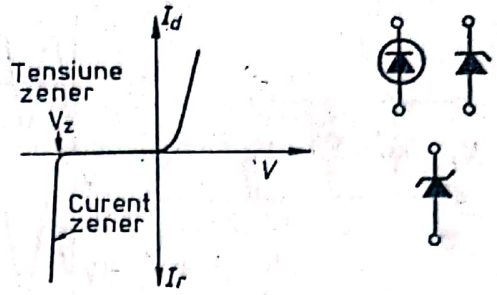


Fig. III.24. — Caracteristica și simbolurile unei diode Zener.

joncțiunii și gradul de dopaj, se pot obține joncțiuni care să străpungă la diferite tensiuni. Aceste efecte sînt exploatate în construirea unor diode cunoscute sub denumirile de diode cu străpungere, stabilitroane sau diode Zener. Acest ultim termen este cel mai des întîlnit fără însă ca funcționarea respectivei diode să se bazeze numai pe efect Zener.

Caracteristica unei diode Zener are în zona polarizării directe același aspect cu acela al unei diode obișnuite (fig. III.24). În regiunea tensiunilor negative, pe o anumită porțiune, curentul invers are o valoare mică, pentru ca în momentul în care se atinge tensiunea V_Z, curentul să crească brusc. Această parte a caracteristicii este de obicei suficient de abruptă încît să se poată considera că tensiunea la bornele diodei rămîne practic constantă. De fapt curentul Zener corespunde unei rezistențe dinamice cuprinse între 3 și 30 Ω (după tipul diodei). Această proprietate a diodei Zener se valorifică prin construirea unor circuite de stabilizare, dintre care cel mai simplu este redat în fig. III.25. Dioda Zener acționează ca un șunt în paralel cu rezistența R_L. În momentul în care tensiunea V_{in} depășește valoarea V_Z rezistența diodei scade brusc și prin diodă trece un curent I_Z. Drept rezultat excesul de tensiune cade pe rezistența R, în timp ce tensiunea pe R_L rămîne practic constantă (egală cu V_Z).

Stabilizarea tensiunilor cu acest circuit simplu este posibilă numai în limitele în care dioda poate disipa căldura rezultată prin trecerea curentului. De aceea în proiectarea circuitului trebuie considerată puterea de disipare a diodei, respectiv curentul maxim admisibil. În caz că nu se dispune de o diodă potrivită, este necesară proiectarea unui alt tip de circuit în

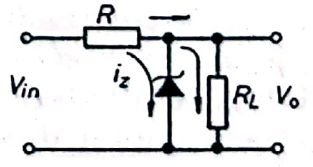


Fig. III.25. — Circuit de stabilizare a tensiunii cu diodă Zener.

Scanned with OKEN Scanner

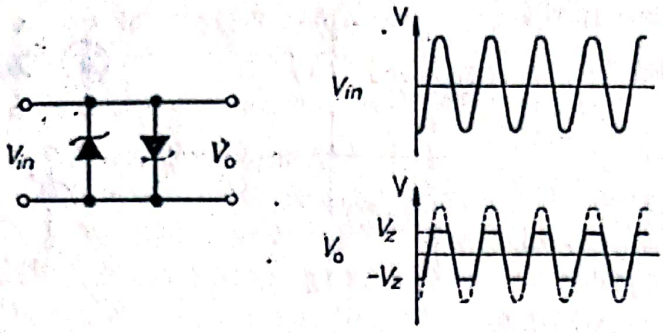


Fig. III.26. — Circuit limitator cu diode Zener.

care dioda Zener stabilizează doar tensiunea de control. Cîteva circuite de acest fel sînt prezentate în capitolul VII. Cu dioda Zener se pot construi circuite limitatoare similare ca proprietăți cu circuitul din fig. III.12. În acest caz tensiunea va fi limitată la valoarea $+V_z$ și $-V_z$ (fig. III.26). Întrucît nu mai sînt necesare sursele de tensiune, avantajul acestui tip de circuit limitator este evident.

III.6. DIODA TUNEL

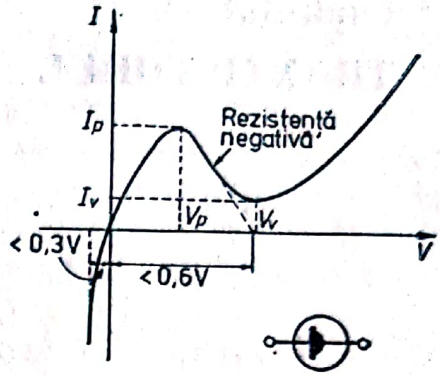
Dioda tunel este un dispozitiv semiconductor a cărui funcționare se bazează pe efectul tunel. Acest efect constă în aceea că electronii, care sînt purtători majoritari, pot trece prin bariera de potențial a unei joncțiuni *pn*, fără să-și modifice energia. Condițiile apariției efectului tunel sînt: un cîmp electric foarte intens și o joncțiune *pn* cu cca. 2 ordine de mărime mai îngustă decît cea a unei diode obișnuite. O astfel de joncțiune se poate obține cu ajutorul unor materiale semiconductoare foarte puternic dopate. Semiconductorii dopați excesiv, uneori pînă la 10^{25} atomi dopați/m^3, se numesc semiconductori degenerați și prezintă proprietăți deosebite care nu se întîlnesc la semiconductorii obișnuiți.

O diodă fabricată din asemenea materiale prezintă o caracteristică curent-tensiune cu un maximum.

Datorită dopajului excesiv, prin diodă trece un curent invers la tensiuni negative începînd chiar de la zero volți. În sens pozitiv curentul crește rapid, începînd tot la zero volți (curent Esaki) pentru ca după atingerea unei valori I_p, corespunzătoare unei tensiuni V_p, să descrească. După ce curentul ajunge la o valoare minimă I_v, curentul crește din nou, caracteristica diodei de la acest punct începînd fiind identică cu aceea a unei diode obișnuite. Porțiunea de interes pe caracte-

Scanned with OKEN Scanner

Fig. III.27. — Caracteristica unei diode tunel și simbolul ei.



ristică este aceea între V_p și V_v, unde curentul descrește pe măsură ce tensiunea crește, dioda prezentînd o regiune cu rezistență negativă. O rezistență negativă, în loc să disipeze energia unui semnal, o furnizează circuitului extern. Aceasta face dioda tunel utilă, în circuite unde trebuie compensate pierderile cauzate de către o rezistență pozitivă.

BIBLIOGRAFIE

1. H. DE WAARD și D. LAZARUS. *Modern Electronics*, Addison-Wesley, Reading, Mass., 1966.
2. I. E. ANGELO, *Electronics*, McGraw-Hill, New-York, 1969.
3. S. SEELY, *Electronic Circuits*, Holt, Rinehart and Winston, New-York, 1968.
4. R. J. SMITH, *Circuit, Devices and Systems*, ed. a II-a, Wiley and Sons, New-York, 1971.
5. M. DRĂGĂNESCU, *Electronica corpului solid*, Ed. Tehnică, București, 1972.
6. S. M. SZE, *Physics of Semiconductor Devices*, Wiley-Interscience, New-York, 1969.
7. E. J. BAIR, *Introduction to Chemical Instrumentation*, McGraw-Hill, New-York, 1972.
8. E. FEIER, I. DRAGU și V. VULPE, *Dioda Zener*, Ed. Tehnică, București, 1975.
9. I. PONNER, *Electronică industrială*, Ed. Tehnică, 1972.
10. I.P.R.S. Băneasa : *Catalog, Tranzistoare-Diode*, 1970—1971.
11. V. A. BUK, V. V. GARSHENIN și A. I. KURNOSOV, *Semiconductor Technology*, Mir. Publishers, Moscova, 1969.
12. * * *, *Electronic Components Condensed, Catalog*, ICCE București, 1974.
13. * * *, *Tranzistor Manual*, Ed. VII-a, General Electric Co., 1964.
14. P. E. GRAY și C. L. SEARLE, *Electronic Principles, Physics, Models and Circuits*, Wiley and Sons, New-York, 1969.

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul IV
TRANZISTORUL

Tranzistorul este un dispozitiv electronic activ care constă din două joncţiuni *pn* foarte apropiate una de alta într-un singur cristal de semiconductor. Cele două joncţiuni se obţin prin doparea în mod diferit a două regiuni ale cristalului de bază. Porţiunea comună celor două joncţiuni poartă numele de *bază*, iar celelalte două porţiuni poartă numele de *emitor* şi *colector*. Tranzistorul se prezintă astfel ca o succesiune alternată de materiale semiconductoare *p* şi *n*. Sînt posibile două tipuri de combinaţii de dopaj pentru a obţine un tranzistor : cu bază *n*, de tip *pnp* şi cu bază *p*, de tip *npn* (vezi fig. IV.1).

Trebuie menţionat că pe lîngă natura dopajului cele trei regiuni se deosebesc şi prin intensitatea acestuia, baza fiind mult mai puţin dopată decît emitorul şi colectorul.

Fabricarea cu succes a tranzistorului rezidă în crearea joncţiunilor *pn* cu proprietăţi dorite. Joncţiunile *pn* se pot obţine prin „creştere", aliere sau difuzie.

Prima tehnică constă în creşterea unui monocristal dintr-o masă de cristal topit. Un cristal „sămînţă" se atinge de suprafaţa topiturii, fiind apoi ridicat încet. Materialul prins de cristal se solidifică şi cristalizează în aceeaşi direcţie ca şi cristalul iniţial, crescînd pe măsura ridicării masei solidificate. În timpul acestei operaţii dopajul se schimbă, astfel încît să se obţină alternarea dorită de straturi *npn* sau *pnp*.

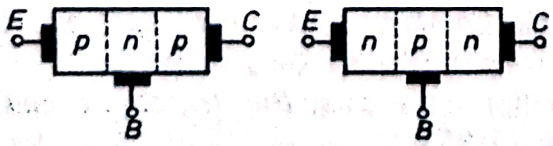


Fig. IV.1 — Reprezentarea schematică a tranzistoarelor *pnp* şi *npn*.

Scanned with OKEN Scanner

În final, cristalul se taie în segmente mici, fiecare conținînd o porțiune din cele trei straturi. Pe segment se lipesc conductori în regiunile *n* și *p* și apoi se montează într-o capsulă.

În tehnica alierii se plasează o cantitate foarte mică de material dopat, pe fiecare față a unui cristal semiconductor deja dopat în sens opus. De exemplu, pe un cristal *n* se face alierea cu indiu care este un acceptor și care prin dopaj produce material *p*. Topind indiul acesta difuzează în material, regiunea din imediata apropiere devenind *p*. După răcire, se obține un cristal *n* care în două regiuni este dopat *p*, respectiv un tranzistor *pnp*.

Cele două tehnici menționate mai sus nu permit un control suficient al grosimii bazei, sau a dimensiunilor joncțiunilor. Din această cauză ele sînt înlocuite treptat de tehnica difuziei, care permite obținerea de performanțe superioare. În această tehnică, joncțiunea se formează în urma difuziunii într-un monocristal a unui element dopat, aflat în stare gazoasă sau sub forma unor combinații gazoase ușor disociabile. Cea mai utilizată variantă este aceea a difuziei planare. O felie de cristal semiconductor denumită „chip" este tratată într-o atmosferă oxidantă, pentru ca pe suprafața ei să se formeze un strat de oxid. Unele regiuni ale stratului de oxid sînt mascate prin diferite procedee, cum ar fi acoperirea cu un strat de material fotosensibil, urmată de expunerea la lumină. În porțiunea iluminată materialul fotosensibil își schimbă structura și nu mai permite accesul agenților chimici la stratul de oxid. În porțiunile iluminate stratul de oxid neprotejat este îndepărtat cu acid fluorhidric și „chipul" astfel prelucrat se supune difuziei.

Difuziunile au loc numai în locurile unde oxidul a fost îndepărtat. Joncțiunea *pn* se formează astfel numai într-o regiune bine definită. În fig. IV.2 este reprezentată schematic

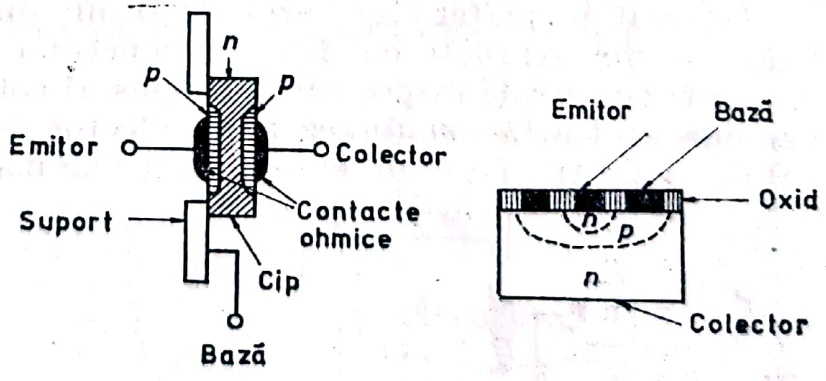


Fig. IV.2. — Construcția unui tranzistor. a. Tranzistor cu joncțiuni obținute prin aliere; b. tranzistor planar.

Scanned with OKEN Scanner

structura a două tranzistoare, unul obținut prin aliere și celălalt prin difuzie.

IV.1. CARACTERISTICILE CIRCUITELOR CU TRANZISTOR

Să considerăm un tranzistor *npn* (fig. IV.3) căruia i s-a polarizat direct joncțiunea *pn* dintre emitor și bază. În acest caz electronii din emitor vor traversa joncțiunea și vor deveni purtătorii minoritari în bază de tip *p*.

Din bază, golurile vor traversa și ele joncțiunea înspre emitor. Întrucît baza este mai slab dopată decît emitorul, curentul va fi transportat în proporție majoră de către electroni. Dacă baza ar avea o grosime mare, atunci în urma recombinărilor cu goluri, concentrația electronilor de-a lungul bazei scade, astfel încît în vecinătatea celei de a doua joncțiuni s-ar atinge valoarea de echilibru normală a purtătorilor minoritari. În acest caz curentul care trece prin joncțiunea emitor-bază nu va afecta cu nimic pe cel care trece prin joncțiunea bază-colector. Polarizînd invers această de a doua joncțiune, curentul care o va străbate va fi curentul de saturație I_S, a cărui valoare și caracteristici au fost arătate în cadrul discuției asupra diodei. Dacă însă grosimea bazei se micșorează la o valoare mult mai mică decît distanța pe care o parcurg purtătorii minoritari prin difuziune, atunci numărul electronilor care se recombină va scădea mult și în consecință, un mare număr dintre ei va ajunge în vecinătatea celei de a doua joncțiuni.

Întrucît în materialul bazei electronii sînt purtătorii minoritari, ei vor străbate cu ușurință joncțiunea polarizată invers și vor fi accelerați înspre capătul opus al colectorului. În acest caz curentul prin joncțiunea bază-colector nu va mai fi curentul de saturație, I_S, ci un curent mult mai mare, a cărui valoare

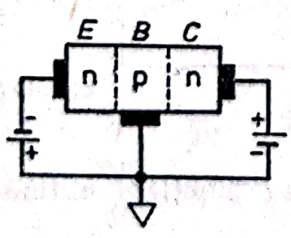


Fig. IV.3. — Polarizarea joncțiunilor unui tranzistor *npn*

Scanned with OKEN Scanner

este decisă de numărul de purtători ce trec prin joncțiunea emitor-bază.

Astfel la o pereche de joncțiuni polarizate ca în fig. IV. 2 o schimbare în curentul prin joncțiunea emitor-bază va produce o schimbare de aproape aceeași magnitudine în curentul prin circuitul colectorului. Mărimea acestei schimbări depinde de grosimea bazei și de aceea în practică aceasta se face cît mai subțire posibil.

O reprezentare mai detaliată a curenților printr-un tranzistor este dată în fig. IV.4. Curentul de emitor I_E este format din electroni într-o proporție γ și din goluri. O parte din electronii injectați prin joncțiunea emitor-bază se recombină în bază, fracțiunea rămasă α ajungînd la colector.

Dacă baza este slab dopată γ va fi aproape de unitate, iar dacă baza este subțire, așa după cum s-a arătat mai sus, valoarea lui α se ridică la 0,95 — 0,99. Curentul de colector nu constă numai din sarcinile injectate din emitor; ca și în cazul diodei există un curent de saturație I_{CO} transportat de purtătorii minoritari (în cazul de față goluri) care apar prin efect termic. Considerînd tranzistorul ca un nod într-o rețea, conform legilor lui Kirchhoff putem scrie următoarele relații între curenții:

$$I_E = I_B + I_C \qquad \text{(IV.1.)}$$

iar pentru curentul de colector:

$$I_C = \alpha I_E + I_{CO}. \qquad \text{(IV.2.)}$$

Polarizarea tranzistorului din figura IV.3, ca și sensul curenților ilustrat în fig. IV.4, sînt valabile pentru un tranzistor *npn*. În cazul unui tranzistor *pnp* discuția este similară, cu mențiunea că trebuie schimbată polaritatea surselor, iar curen-

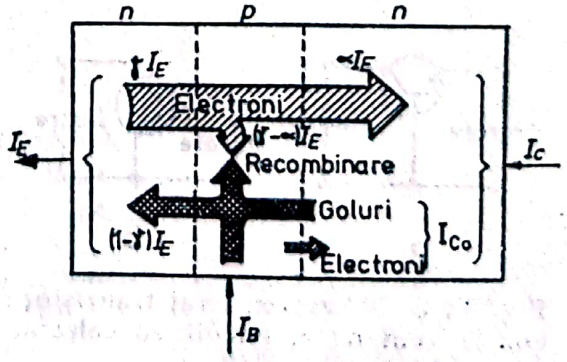


Fig. IV.4. — Schema curenților într-un tranzistor *npn*

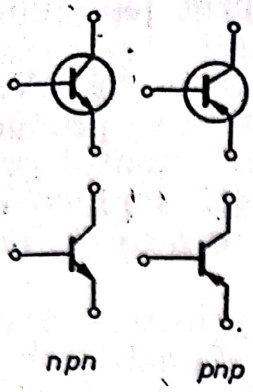


Fig. IV.5. — Simbolurile convenţionale ale tranzistoarelor.

tul va fi transportat în majoritate de către goluri. În acest caz curgerea sarcinilor pozitive, respectiv sensul convenţional al curentului, diferă la cele două tipuri de tranzistoare. Acest lucru este ilustrat şi de simbolurile convenţionale ale tranzistoarelor *npn* şi *pnp*. Pe linia emitorului este aplicată o săgeată reprezentînd sensul de mişcare al sarcinilor pozitive atunci cînd prin tranzistor trece curent. La un tranzistor *npn* sarcinile pozitive curg dinspre colector spre emitor, iar la tranzistorul *pnp* invers. După cum se vede din fig. IV.5, simbolurile convenţionale ale tranzistoarelor pot să aibă sau nu cerc, însă ele trebuie să conţină neapărat configuraţia de linii care reprezintă baza şi cele două joncţiuni.

Circuitul cu tranzistor din fig. IV.3 reprezintă ceea ce se cheamă montaj cu bază comună. Denumirea este motivată de faptul că baza face parte din ambele bucle de polarizare ale circuitului bază-emitor şi bază-colector. Prima buclă constituie circuitul de intrare şi cea de a doua circuitul de ieşire. Sînt posibile trei moduri de legare a unui tranzistor, în fiecare mod una din terminaţiile acestuia fiind comună intrării şi ieşirii: circuit cu bază comună, emitor comun şi colector comun, fig. IV.6.

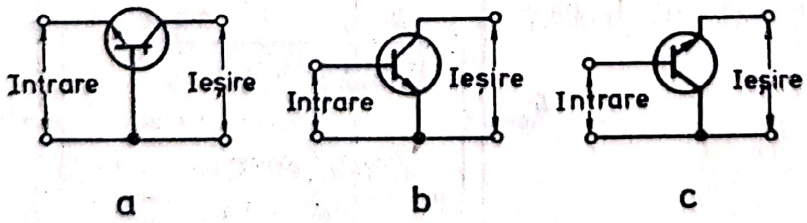


Fig. IV.6. — Legarea unui tranzistor: a. circuit cu bază comună; b. circuit cu emitor comun; c. circuit cu colector comun.

Scanned with OKEN Scanner

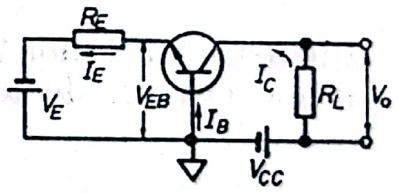
IV.1.1. CIRCUITUL CU BAZĂ COMUNĂ

O schemă de legare în circuit cu bază comună, utilizînd simbolul convenţional al unui tranzistor *npn* este reprezentată în fig. IV.7.

Tensiunea de polarizare între emitor şi bază este asigurată printr-o rezistenţă R_E de către o sursă V_E.

Tensiunea de polarizare colector-bază este furnizată de către o sursă V_{CC} printr-o rezistenţă R_L. Reprezentînd curentul de colector I_C în funcţie de tensiunea bază-emitor V_{EB} (fig. IV.8.a) se obţine o curbă caracteristică unei joncţiuni *pn* polarizată direct. Această curbă reprezintă comportarea buclei de intrare a circuitului. Bucla de ieşire este caracterizată, printre altele, de variaţia curentului de colector I_C în funcţie de tensiunea bază-colector V_{CB}, la diferite valori ale curentului de emitor I_E. Efectuînd o serie de astfel de reprezentări se obţine familia de curbe caracteristice din fig. IV.8.b. Pentru un curent de emitor dat curentul de colector creşte rapid imediat ce joncţiunea bază-colector este invers polarizată, pentru ca mai apoi să crească relativ puţin chiar la o creştere însemnată a lui V_{CB}. Trebuie atrasă atenţia asupra faptului că valorile lui V_{CB} sînt considerate pozitive faţă de polul comun care este baza. Din punctul de vedere al joncţiunii bază-colector a tranzistorului *npn* din circuitul din fig. IV.7, aceasta înseamnă o polarizare inversă, plus la *n* şi minus la *p*. Joncţiunea devine polarizată direct numai la valori negative ale tensiunii V_{CB}, mai precis la valori mai negative decît

Fig. IV.7. — Circuit cu bază comună.



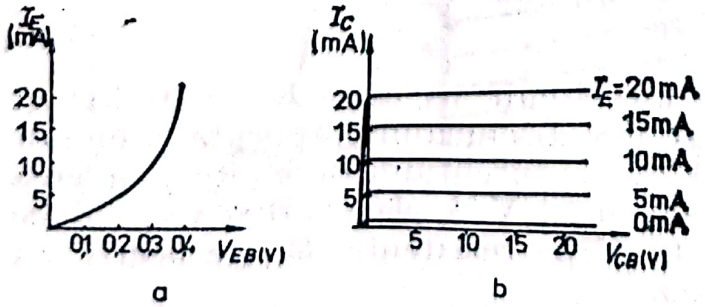


Fig. IV.8. — Caracteristicile de intrare (a) şi ieşire (b) ale unui tranzistor în circuit cu bază comună.

Scanned with OKEN Scanner

tensiunea de prag, la cîteva zecimi de volt în stînga originii. Aceasta explică existența unui curent de colector apreciabil chiar la o tensiunea bază-colector egală cu zero.

Întrucît la curenți de colector de ordinul miliamperilor curentul invers constituie o fracțiune neglijabilă, din ecuația IV.2 se obține:

$$\alpha = \frac{I_C}{I_E}. \qquad \text{(IV.3.)}$$

Coeficientul α este denumit *cîștig de curent în circuitul cu bază comună*. Curentul de colector fiind foarte apropiat ca mărime de cel de emitor, montajul cu bază comună nu oferă o amplificare de curent. Se poate obține în schimb o amplificare de tensiune a cărei valoare se poate calcula considerînd variația de tensiune ΔV_0, pe rezistența de sarcină R_L, produsă de o anumită variație a tensiunii dintre bază și emitor ΔV_E. Joncțiunea bază-emitor fiind polarizată-direct, curentul de emitor este limitat de rezistența R_E:

$$\Delta V_E = R_E \cdot \Delta I_E. \qquad \text{(IV.4.)}$$

Variația căderii de tensiune pe R_L este:

$$\Delta V_0 = R_L \cdot \Delta I_C. \qquad \text{(IV.5.)}$$

Împărțind cele două ecuații și avînd în vedere că $I_C = I_E$ se obține cîștigul de tensiune.

$$\frac{\Delta V_0}{\Delta V_E} = \frac{R_C}{R_E}. \qquad \text{(IV.6.)}$$

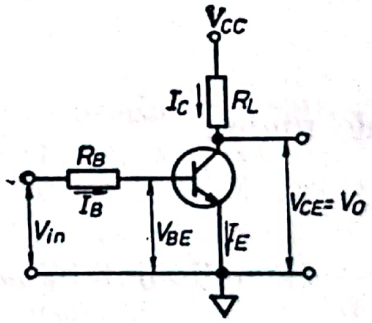
Să considerăm de pildă un circuit în care $R_C = 10$ kΩ și $R_E = 100$ Ω. Dacă o schimbare a semnalului aplicată la emitor produce o schimbare de 1 mA a curentului de emitor, căderea de tensiune pe R_E va fi egală cu 0,1 V. Același curent va produce în schimb o variație de 10 V pe rezistența R_L, respectiv un cîștig de tensiune de 100.

Scanned with OKEN Scanner

IV.1.2. CIRCUITUL CU EMITOR COMUN

Configuraţia cu emitor comun (fig. IV.9) este cea mai frecventă formă de legare a unui tranzistor într-un circuit. În acest caz curentul prin tranzistor este controlat de circuitul de intrare format de bucla bază-emitor. Ca şi la circuitul cu bază comună, joncţiunea bază-emitor se polarizează direct, iar joncţiunea bază-colector, invers. În momentul în care tensiunea bază-emitor V_{BE} depăşeşte valoarea de prag, curentul de bază începe să crească rapid. Curba din fig. IV.10 constituie caracteristica de intrare a circuitului. Influenţa curentului de bază şi a tensiunii colector-emitor asupra curentului de colector este redată de familia de curbe din figura IV.10.b. Aceasta constituie una din reprezentările cele mai frecvent utilizate pentru caracteristica circuitului cu emitor comun. Se poate remarca din aceste curbe că pentru un curent de bază dat, tensiunea colector emitor V_{CB} are influenţă numai în apropierea originii, respectiv pînă în momentul în care joncţiunea bază-colector este polarizată invers. În această porţiune, curentul de colector creşte rapid, pentru ca după aceea să rămînă aproxi-

Fig. IV.9. — Tranzistor în circuit cu emitor comun.



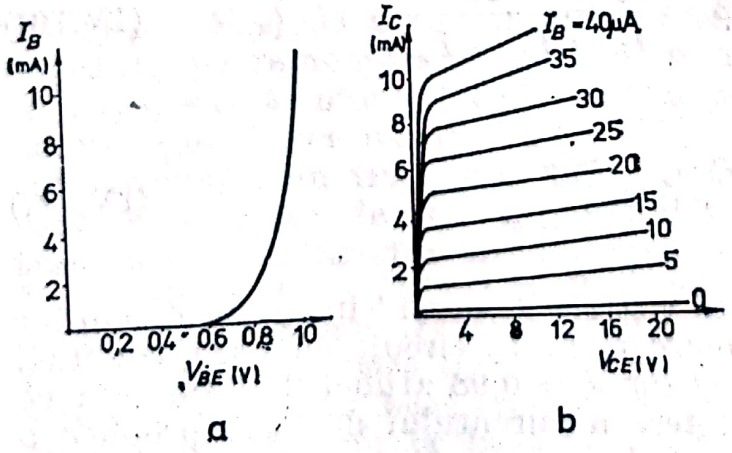


Fig. IV. 10. — Caracteristicile de intrare (a) şi ieşire (b) ale unui tranzistor în circuit cu emitor comun.

mativ constant sau să crească uşor. Fenomenul este cunoscut sub numele de „saturare". Valoarea curentului de colector în această porţiune este decisă de curentul prin bază. Raportul dintre aceşti doi curenţi se numeşte cîştig de curent în circuit cu emitor-comun şi se notează cu β :

$$\beta = \frac{I_C}{I_B}, \qquad \text{(IV.7.)}$$

În relaţia completă dintre curentul de colector şi cel de bază, trebuie să se ţină seamă şi de curentul de colector, cînd joncţiunea colectorului este polarizată direct,

$$I_C = \beta I_B + I_{CEO}, \qquad \text{(IV.8.)}$$

unde :

$$I_{CEO} = (1 + \beta) \cdot I_{CO}. \qquad \text{(IV.8.a)}$$

Între β şi α se poate deduce o relaţie simplă plecînd de la faptul că şi la tranzistorul legat în circuit cu emitor comun este valabilă relaţia IV.1.

$$I_E = I_C + I_B,$$

de unde :

$$I_B = I_E - I_C. \qquad \text{(IV.9.)}$$

Introducînd în ecuaţia (IV.9.) expresia lui β

$$\beta = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{I_E - I_C} \qquad \text{(IV.10.)}$$

şi :

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \qquad \text{(IV.11.)}$$

Ecuaţia IV.11 arată că cîştigul de curent în circuit cu emitor comun este mult mai mare decît la circuit cu bază comună. Dacă la un anumit tranzistor $\alpha = 0{,}98$ atunci $\beta = 49$, ceea ce înseamnă că o mică creştere a curentului de bază produce o

Scanned with OKEN Scanner

creştere mult mai mare a curentului de colector. Această amplificare de curent este însoţită şi de o amplificare de tensiune. Modul în care se realizează ambele tipuri de amplificare poate fi înţeles analizînd circuitul cu ajutorul caracteristicilor de ieşire şi a distribuţiei căderilor de tensiune în circuitul colector-emitor.

$$V_{CC} = R_L I_C + V_{CE}. \qquad \text{(IV.12.)}$$

Ecuaţia IV.12 reprezintă o dreaptă denumită *dreaptă de sarcină*. Trasarea acesteia se poate face foarte simplu considerînd două situaţii limită: curent de colector zero şi curent de colector maxim. Atunci cînd prin circuit nu trece curent, $I_C = 0$, tensiunea între colector şi emitor este egală cu tensiunea sursei de alimentare V_{CC}. Cît priveşte curentul maxim, acesta corespunde situaţiei în care tranzistorul se comportă ca un element de circuit, cu rezistenţă foarte mică, căderea de tensiune V_{CE} fiind practic zero. În acest caz curentul va fi limitat numai de rezistenţa R_L.

$$I_C = \frac{V_{CC}}{R_L}. \qquad \text{(IV.13.)}$$

Unind aceste două puncte, cel care corespunde curentului maxim ($I_C = V_{CC}/R_L$, $V_{CE} = 0$), respectiv minim ($I_C = 0$, $V_{CE} = V_{CC}$), se obţine dreapta descrisă de ecuaţia IV.6. Intersecţia acestei drepte de sarcină cu familia de caracteristici de ieşire are ca rezultat o serie de puncte care descriu modul de funcţionare al tranzistorului între cele două situaţii limită.

Pentru a afla curentul de colector sau tensiunea de ieşire V_0 ($V_0 = V_{CE}$) ce corespunde unui anumit curent de bază, se caută pe reprezentarea grafică punctul în care caracteristica respectivă intersectează dreapta de sarcină. Coordonatele acestui punct vor da apoi I_C şi V_{CE} căutate. Să considerăm spre exemplu un tranzistor BC 108 IPRS Băneasa ale cărui caracteristici sînt de fapt reproduse în fig. IV.11. Dacă acest tranzistor este introdus într-un circuit cu emitor comun avînd $V_{CC} = 20$ V, $R_B = 50$ kΩ şi $R_L = 2$kΩ se obţine o dreaptă de sarcină ce intersectează axele la $I_C = 10$ mA şi $V_{CE} = 20$V. La un curent de bază de 10 μA curentul de colector va fi de 3 mA şi tensiunea bază-emitor de cca 14 V. Dacă în loc de un curent continuu la bază se aplică un semnal alternativ,

Scanned with OKEN Scanner

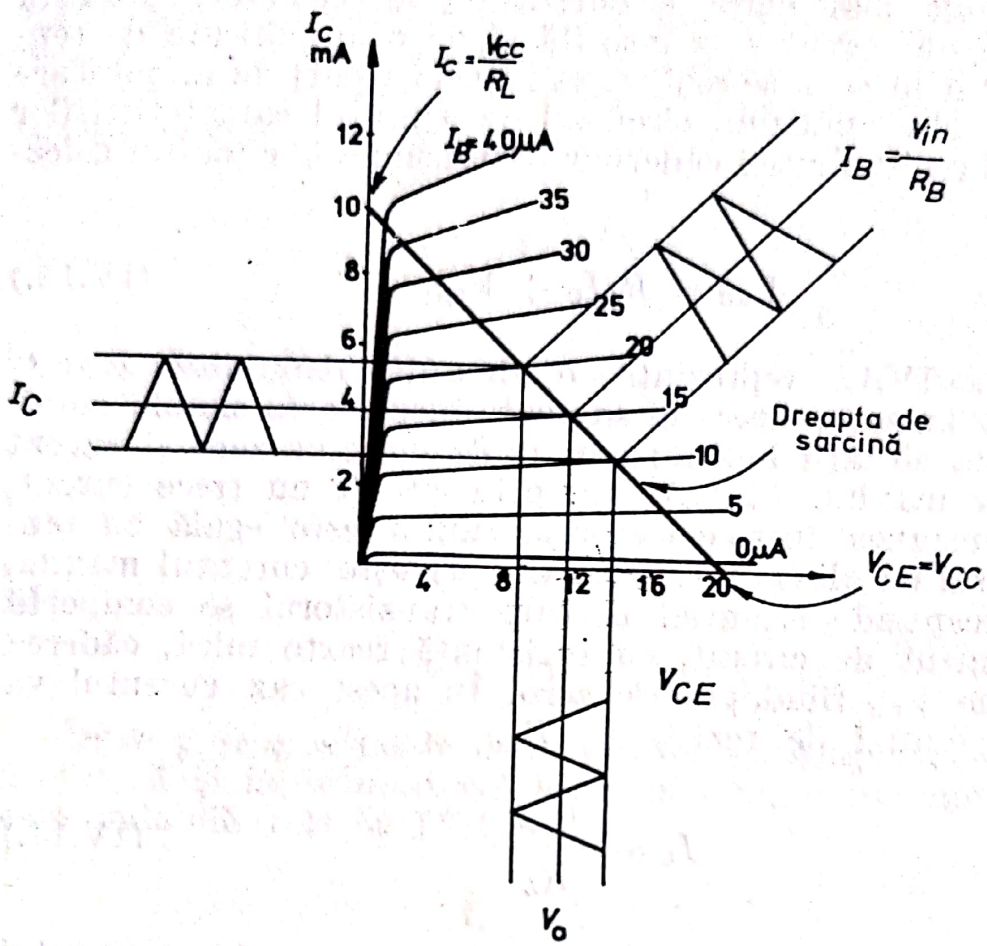


Fig. IV.11. — Amplificarea cu un tranzistor în circuit cu emitor comun.

de exemplu o undă triunghiulară avînd valoarea minimă la 10 μA şi cea maximă la 20 μA se obţine un curent de colector tot de formă triunghiulară însă între limitele 3 şi 5,5 mA. Dacă porţiunea dreptei de sarcină pe care se lucrează este astfel aleasă încît caracteristicile sînt echidistante, curentul de ieşire I_C va fi imaginea amplificată şi nedistorsionată a semnalului de intrare. Trebuie remarcat că curentul de colector creşte sau scade odată cu curentul de bază, pe cînd tensiunea colector-emitor variază invers.

Scoţînd valoarea lui V_{CE} din ecuaţia IV.12 :

$$V_{CE} = V_{CC} - I_C R_L. \qquad \text{(IV.14.)}$$

Întrucît V_{CC} este constant, este evident că V_{CE} scade odată cu creşterea lui I_C. Pentru cazul analizat în fig. IV.11, în timp ce curentul de bază creşte de la 10 la 20 μA tensiunea V_{CE} scade de la 14 la 8,1 V.

Scanned with OKEN Scanner

În locul curentului de bază se poate opera cu tensiunea aplicată la intrarea V_{in}, întrucît $I_B = \frac{V_{in}}{R_B}$. Astfel un curent de 10 μA printr-o rezistență de 50 kΩ (R_B) se obține cînd $V_{in} = 0{,}5$ V; iar 20 μA la $V_{in} = 1{,}0$ V. La o creștere a tensiunii de intrare de la 0,5 la 1,0 V tensiunea de ieșire scade cu 5,9 V. Din acest motiv se spune că circuitul cu emitor comun este un amplificat inversor de tensiune sau că este un inversor de fază.

IV.1.3. POLARIZAREA TRANZISTORULUI ÎN MONTAJ CU EMITOR COMUN

Așa cum a fost prezentat în fig. IV.11, semnalul aplicat la baza tranzistorului este în realitate un semnal alternativ, cu o amplitudine de 10 μA (sau 0,5 V în termeni de tensiune dacă $R_B = 50$ kΩ), suprapus peste o componentă continuă de 15 μA (respectiv 0,75 V). Amplificarea corectă a semnalului de intrare depinde de valoarea componentei continue, respectiv de punctul în jurul căruia variază curentul de bază I_B. Dacă acest punct Q, denumit *punct de funcționare*, este plasat în regiunea din mijloc a dreptei de sarcină, *regiune activă* (fig. IV.12),

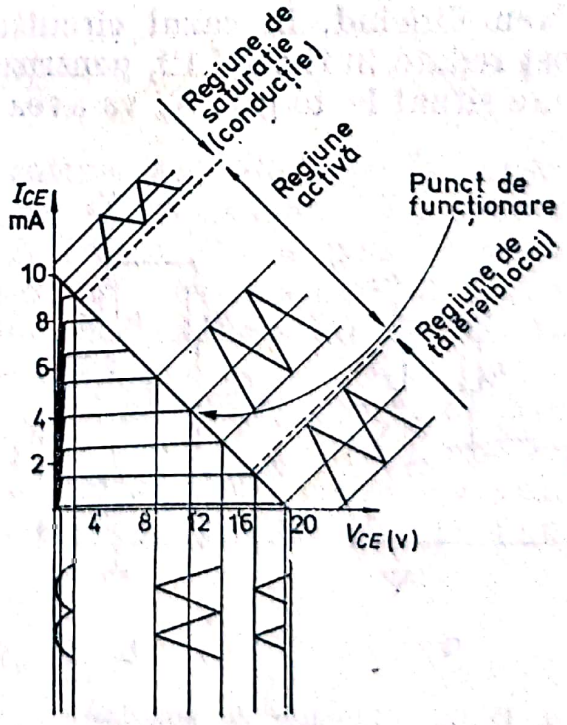


Fig. IV.12. — Alegerea punctului de funcționare.

Scanned with OKEN Scanner

unde curbele caracteristice sînt echidistante, atunci semnalul va fi amplificat fără distorsiuni. Pe de altă parte amplitudinea semnalului trebuie să aibă o astfel de valoare încît la un punct Q, corect dispus să se înscrie în limitele regiunii active. Plasînd punctul de funcţionare la un curent prea jos, în *regiunea de blocaj* (sau tăiere) a tranzistorului, sau prea sus, în regiunea de saturare, semnalul apare puternic distorsionat. Acest lucru este ilustrat în fig. IV.12 unde acelaşi semnal cu amplitudine de 10 μA este amplificat utilizînd diferite regiuni ale dreptei de sarcină. De cele mai multe ori semnalul nu conţine şi componenta continuă astfel că aplicîndu-l direct la intrarea circuitului, nu ne aflăm în regiuni active ale dreptei de sarcină. Din acest motiv circuitului din fig. IV.9 i se adaugă un circuit menit să asigure componenta continuă şi să menţină baza tranzistorului la punctul de funcţionare. Acest circuit este denumit circuit de polarizare şi în cea mai simplă formă (fig. IV.13.a) constă dintr-o rezistenţă R_p prin care se furnizează curentul de polarizare I_p de la aceeaşi sursă care alimentează şi circuitul colectorului. Valoarea rezistenţei R_p se calculează după relaţia :

$$R_p = \frac{V_{cc}}{I_p} \qquad \text{(IV.15.)}$$

Exemplificînd, în cazul circuitului ale cărui caracteristici au fost redate în fig. IV.12, pentru a lucra cu un punct de funcţionare situat la 15 μA, R_p va avea valoarea $20/15 \cdot 10^{-6} = 1{,}3$ MΩ.

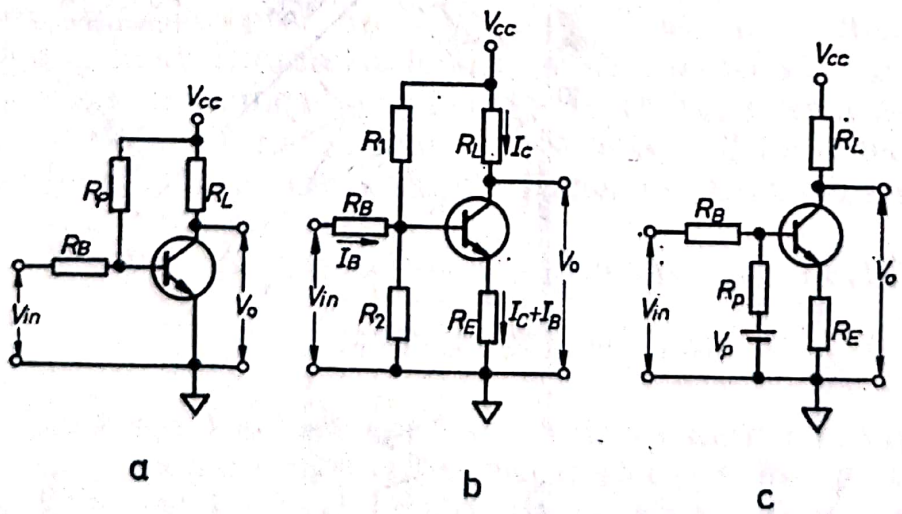


Fig. IV.13. — Circuite de polarizare.

Scanned with OKEN Scanner

Circuitul de mai sus este util, cu condiţia ca tranzistorul să opereze la o temperatură constantă. În caz contrar, din cauza sensibilităţii la temperatură a unor parametri ai tranzistorului cum sînt : β, I_{CO} şi V_{BE} este posibil ca ambele caracteristici să-şi schimbe poziţia şi punctul de funcţionare iniţial ales să nu mai corespundă. Din acest motiv au fost amplasate o serie de circuite de polarizare care compensează în mod automat efectele variaţiilor de temperatură. Toate aceste circuite din care unul este redat în fig. IV.13. b, au un principiu comun : între colector şi masă se intercalează o rezistenţă R_E, de valoare relativ mică. Rezistenţele R_1 şi R_2 constituie un divizor de tensiune menit să menţină baza la un potenţial adecvat, pentru ca joncţiunea bază-emitor să fie adecvat polarizată şi să furnizeze curentul de bază corespunzător punctului de funcţionare. Dacă din cauza variaţiilor de temperatură I_C se schimbă, se va modifica şi căderea de potenţial pe rezistenţa R_E. Această modificare este însă întotdeauna în sensul readucerii lui I_C la valoarea iniţială. Considerînd că nu se aplică nici un semnal ($V_{in} = 0$) între tensiunile existente, în circuitul bază emitor există relaţia :

$$V_p = V_{BE} + (I_B + I_C) R_E + I_B R_p, \qquad \text{(IV.16.)}$$

de unde :

$$V_{BE} = V_p - I_B (R_E + R_p) - I_C R_E. \qquad \text{(IV.17.)}$$

Dacă spre exemplu temperatura se ridică şi I_C creşte, se măreşte căderea de tensiune pe rezistenţa R_E. Fiindcă V_p este constantă, termenul $I_B (R_E + R_p)$ se poate neglija. Conform ecuaţiei IV.17 se micşorează tensiunea pe joncţiunea bază-emitor V_{BE}, ceea ce va duce la scăderea lui I_C. Efectul este invers în cazul scăderii temperaturii.

Gradul de stabilizare a curentului se poate aprecia pe baza analizei circuitului din fig. IV. 13 b. Divizorul de tensiune din acest circuit poate fi pe baza teoremei lui Thévenin echivalat cu o sursă de tensiune V_p în serie cu o rezistenţă R_p (fig. IV.13 c).

Valoarea lui V_p este :

$$V_p = \frac{R_2 \cdot V_{CC}}{R_1 + R_2}, \qquad \text{(IV.18.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

iar cea a lui R_p :

$$R_p = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \qquad \text{(IV.19.)}$$

Formula IV.19 corespunde legării în paralel a rezistenţelor R_1 şi R_2, acestea avînd două puncte în comun. Aparent ele au numai un punct comun. Al doilea îl constituie sursa V_{CC} care în calculul circuitului Thévenin se consideră că are rezistenţa zero, deci scurtcircuit între capătul de sus al rezistenţei $R_1 (V_{CC})$ şi cel de jos al rezistenţei R_2 (masa).

Plecînd de la ecuaţia IV.16 se poate scrie :

$$V_p = V_{BE} + I_B (R_E + R_p) + R_E I_C. \qquad \text{(IV.20.)}$$

Din ecuaţia IV.8 :

$$I_B = \frac{I_C - I_{CEO}}{\beta}. \qquad \text{(IV.21.)}$$

Introducînd IV.21 în IV.20 obţinem :

$$V_p = \frac{1}{\beta}(I_C - I_{CEO})(R_E + R_p) + R_E I_C + V_{BE} \qquad \text{(IV.22.)}$$

şi :

$$I_c = \frac{\beta(V_p - V_{BE}) + (R_E + R_p) \cdot I_{CEO}}{R_E + R_p + \beta R_E}.$$

I_{CEO} poate fi înlocuit cu I_{CO} conform ecuaţiei IV.8.a :

$$I_c = \frac{\beta(V_p - V_{BE}) + (1 + \beta) \cdot (R_E + R_p) I_{CO}}{R_E + R_p + \beta R_E}. \qquad \text{(IV.23.)}$$

Gradul de stabilizare se poate aprecia prin schimbarea în curentul de colector I_C ca urmare a unei variaţii oarecare a lui I_{CO} cauzată de temperatură, dI_C/dI_{CO}.

Scanned with OKEN Scanner

$$\frac{dI_C}{dI_{CO}} = \frac{(1+\beta)\cdot(R_E+R_p)}{R_E+R_p+\beta\cdot R_E} \cong \frac{1+\beta}{1+\beta\cdot\dfrac{R_E}{R_p}}. \qquad \text{(IV.24.)}$$

Pentru un raport $R_E/R_p = 0{,}1$ şi $\beta = 100$

$$\frac{dI_C}{dI_{CO}} \cong \frac{100}{10}.$$

Cu alte cuvinte, la o variaţie a lui I_{CO} de 10 μA, I_C se schimbă cu 100 μA. Dacă se face un calcul pentru circuitul de polarizare simplă din fig. IV.13 a se obţine :

$$I_C = \beta \cdot I_B + (1+\beta)\, I_{CO} \qquad \text{(IV.25.)}$$

şi :

$$\frac{dI_C}{dI_{CO}} = 1+\beta, \qquad \text{(IV.26.)}$$

dacă :

$\beta = 100$ şi $dI_C/dI_{CO} = 100$. O variaţie de 10 μA în I_{CO} are ca efect o variaţie de 1000 μA a curentului de colector. Avantajul circuitului de polarizare cu rezistenţă în circuitul de emitor este evident.

Selecţionarea valorilor rezistenţelor R_1, R_2 şi R_E se face după criterii ce pot varia în funcţie de situaţie şi din acest motiv o metodă generală este greu de prezentat. Totuşi pentru circuite mai puţin pretenţioase în care schimbările de temperatură nu sînt exagerate, se poate utiliza următoarea procedură :

1. R_E trebuie să fie relativ mic, astfel ca să nu limiteze curentul de colector şi să producă o cădere de tensiune prea mare care ar diminua-o pe cea de pe rezistenţa de sarcină.
2. R_C se fixează la o valoare nu prea mică pentru a nu încărca sursa de semnal.
3. Raportul optim R_E/R_p este cuprins între 10 şi 15.
4. Se fixează punctul Q la o valoare convenabilă (I_C, V_{CE} şi I_B).
5. Căderea de tensiune $V_E = I_C R_E$ se alege între 1—3 V.
6. Se calculează R_E după relaţia $R_E = V_E/I_C$ şi R_p conform regulei de la punctul 3.

Scanned with OKEN Scanner

7. Se calculează V_p după ecuaţia IV.16 (V_{BE} pentru germaniu este 0,2 şi pentru siliciu 0,7).

8. Se calculează R_1 şi R_2 după ecuaţiile :

$$R_1 = R_p \frac{V_{CC}}{V_p}$$

şi :

$$R_2 = \frac{R_1 R_p}{R_1 - R_p}$$

IV.1.4. CIRCUIT CU COLECTOR COMUN

Schema practică a unui circuit cu colector comun este redată în fig. IV.14. Prin sursa de alimentare V_{CC} colectorul face parte atît din circuitul de intrare cît şi din circuitul de ieşire. Întrucît ieşirea este conectată la capetele rezistenţei R_E, tensiunea de la ieşire se va modifica în acelaşi sens cu tensiunea de la intrare. Dacă spre exemplu V_{in} creşte, curentul de colector şi căderea de tensiune pe R_E (V_E) vor creşte. În ceea ce priveşte relaţia între tensiunea de intrare şi cea de ieşire ca şi între curenţii respectivi, circuitul cu colector comun prezintă o serie de caracteristici interesante. Între tensiunile din bucla bază-emitor există relaţia :

$$V_{in} = V_{BE} + V_0, \qquad \text{(IV.27.)}$$

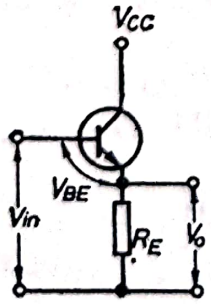


Fig. IV.14. — Tranzistor în circuit cu colector comun (repetor de emitor).

Scanned with OKEN Scanner

unde V_0 este căderea de tensiune de-a lungul rezistenței R_E. Cîștigul de tensiune al circuitului $\Delta V_0/\Delta V_{in}$ va fi:

$$\frac{\Delta V_0}{\Delta V_{in}} = \frac{\Delta (V_{in} - V_{BE})}{\Delta V_{in}} = 1 - \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta V_{in}}. \qquad \text{(IV.28.)}$$

Fiindcă $\Delta V_{BE}/\Delta V_{in}$ este întotdeauna pozitiv rezultă că cîștigul de tensiune este subunitar și tensiunea de ieșire va fi mai mică decît cea de intrare. În regiunea amplificării liniare $\Delta V_{BE}/\Delta V_{in}$ este mic și cîștigul de tensiune se apropie de unitate. Pe de altă parte, cîștigul de curent este dat de raportul $\Delta I_E/\Delta I_B$. Fiindcă:

$$I_E = I_C + I_B \qquad \text{(IV.29.)}$$

și:

$$I_C = \beta \cdot I_B, \qquad \text{(IV.30.)}$$

rezultă:

$$I_E = I_B (1 + \beta), \qquad \text{(IV.31.)}$$

de unde:

$$\frac{\Delta I_E}{\Delta I_B} = 1 + \beta, \qquad \text{(IV.32.)}$$

cîștigul de curent fiind mult mai mare decît cel de tensiune. Aceste particularități au făcut ca circuitul să fie denumit *repetor de emitor* — termen care se referă la faptul că tensiunea la ieșire este practic egală cu cea de la intrare și sînt totodată în aceeași fază.

Faptul că repetorul de emitor este un amplificator de curent face ca acest gen de circuit să fie foarte util pentru a face legătura dintre o sursă și o sarcină externă. Repetorul de emitor are o rezistență de intrare mare, deci nu reprezintă o sarcină pentru sursa de intrare și o rezistență de ieșire mică, ceea ce înseamnă că poate furniza curent suficient pentru sarcini relativ mari. În general, rezistența de intrare dinamică a unui circuit este:

$$R_{in} = \frac{dV_{in}}{dI_B}. \qquad \text{(IV.33.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

În ecuația IV.27 valoarea lui V_0 este înlocuită cu $I_E R_E$.

$$V_{in} = V_{BE} + R_E I_E. \qquad \text{(IV.34.)}$$

Din ecuația IV.31 se obține:

$$I_B = \frac{I_E}{1+\beta} \qquad \text{(IV.35.)}$$

$$R_{in} = \frac{\mathrm{d}(V_{BE} + R_E I_E)}{\mathrm{d}\, I_E/(1+B)} = (1+\beta)\left(R_E + \frac{\mathrm{d}V_{BE}}{\mathrm{d}I_E}\right). \qquad \text{(IV.36.)}$$

$\frac{\mathrm{d}V_{BE}}{\mathrm{d}I_E}$ este o rezistență care comparată cu R_E este foarte mică la valori a lui I_E de ordinul miliamperilor.

În acest caz:

$$R_{in} = (1+\beta)\, R_E. \qquad \text{(IV.37.)}$$

Rezistența de ieșire dinamică este dată de:

$$R_0 = \frac{\mathrm{d}V_0}{\mathrm{d}I_E} \qquad \text{(IV.38.)}$$

Înlocuind V_0 din ecuația IV.27 și I_E din ecuația IV.31, se obține:

$$R_0 = \frac{\mathrm{d}(V_{in} - V_{BE})}{\mathrm{d}I_B(1+\beta)} = \frac{1}{1+\beta} \cdot \frac{\mathrm{d}(V_{in} - V_{BE})}{\mathrm{d}I_B}. \qquad \text{(IV.39.)}$$

V_{BE} se poate neglija față de V_{in}, așa că relația devine:

$$R_0 = \frac{1}{1+\beta} \cdot \frac{\mathrm{d}V_{in}}{\mathrm{d}I_B}. \qquad \text{(IV.40.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

$\frac{dV_{in}}{dI_B}$ reprezintă rezistența internă R_S a sursei aplicată la intrare, care la tensiunea V_{in} furnizează în circuitul bazei curentul I_B:

$$\frac{dV_{in}}{dI_B} = R_S \qquad \text{(IV.41.)}$$

$$R_0 = \frac{R_S}{1+\beta}. \qquad \text{(IV.42.)}$$

Relațiile IV.37 și IV.42 arată că rezistența la intrare este egală cu rezistența în circuitul emitorului multiplicată cu $1+\beta$, iar rezistența de ieșire este egală cu rezistența sursei divizate cu același factor, $1+\beta$. Cu cît un tranzistor are un factor β mai mare, cu atît rezistența de intrare a circuitului va fi mai mare și cea de ieșire mai mică.

IV.1.5. PARAMETRII HIBRIZI ȘI CIRCUITELE ECHIVALENTE ALE TRANZISTORULUI

Calitatea și performanțele unui tranzistor sînt caracterizate de către anumiți parametri, dintre care cei mai importanți sînt așa-numiții parametri hibrizi *h*.

Aceștia sînt un set de patru parametri care servesc la analiza și proiectarea detaliată a circuitelor cu tranzistoare. Deși chimiștii nu sînt puși în situația de a face asemenea analize sau proiectări de circuite, considerăm că este bine să fie cunoscută semnificația acestor parametri care apar în cataloagele de componente electronice și în circuitele echivalente. Din acest motiv, în cele ce urmează se va face doar o scurtă prezentare a parametrilor și se va exemplifica printr-un singur circuit.

Tranzistorul poate fi considerat ca un dispozitiv electronic oarecare, avînd o intrare și o ieșire (principiul *black-box*, fig.IV.15).

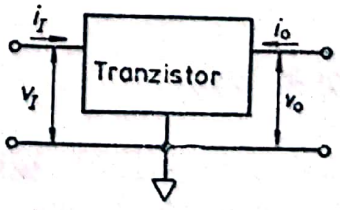


Fig. IV.15. — Reprezentarea unui tranzistor după principiul *black-box*.

Prin circuitul de intrare trece un curent i_I sub tensiunea v_I, iar prin cel de ieşire un curent i_0 sub tensiunea v_0. Acestea sînt mărimi instantanee totale care conţin atît componenta variabilă cît şi cea continuă a semnalului. Dintre cele patru variabile, două pot fi considerate variabile independente, în cazul parametrilor h acestea fiind curentul de intrare i_I şi tensiunea de ieşire v_0. Celelalte două variabile se pot scrie ca fiind funcţie de acestea două. Astfel prin circuitul de ieşire :

$$i_0 = f(i_I, v_0), \tag{IV.43.}$$

iar pentru cel de intrare :

$$v_I = f'(i_I, v_0). \tag{IV.44.}$$

Dezvoltînd în serie Taylor, cu neglijarea termenilor care conţin derivatele de ordin superior, se obţine :

$$\mathrm{d}i_0 = \frac{\partial i_0}{\partial i_I} \cdot \mathrm{d}i_I + \frac{\partial i_0}{\partial v_0} \cdot \mathrm{d}v_0 \tag{IV.45.}$$

şi :

$$\mathrm{d}v_I = \frac{\partial v_I}{\partial i_I} \mathrm{d}i_I + \frac{\partial v_I}{\partial v_0} \mathrm{d}v_0. \tag{IV.46.}$$

Diferenţele pot fi identificate cu mici incremente iar acestea la rîndul lor cu mici semnale. De exemplu, $\mathrm{d}v_I = v_i$; $i_i = \mathrm{d}i_I$ ş.a.m.d. Acestea sînt valori instantanee şi conţin numai componenta variabilă a semnalului. În notaţia de mai sus s-a respectat convenţia conform căreia variabilele instantanee au indici cu litere mici iar variabilele totale au indici cu litere mari.

Ecuaţiile IV.45 şi IV.46 devin :

$$i_0 = \frac{\partial i_0}{\partial i_I} i_i + \frac{\partial i_0}{\partial v_0} v_0 \tag{IV.47.}$$

şi :

$$v_I = \frac{\partial v_I}{\partial i_I} i_i + \frac{\partial v_I}{\partial v_0} v_0. \tag{IV.48.}$$

Scanned with OKEN Scanner

Derivatele parţiale din ecuaţiile IV.47 şi IV.48 sînt tocmai parametrii h care sînt notaţi după cum urmează :

$\frac{\partial v_I}{\partial i_I} = h_i$ rezistenţa (impedanţa) de intrare ;

$\frac{\partial i_0}{\partial i_I} = h_f$ factorul de transfer direct de curent ;

$\frac{\partial v_I}{\partial v_0} = h_r$ factorul de transfer invers de tensiune ;

$\frac{\partial i_0}{\partial v_0} = h_0$ conductanţa (admitanţa) de ieşire.

Parametrii h poartă şi un al doilea indice care indică tipul de circuit în care este introdus tranzistorul : b — bază comună, e — emitor comun şi c — colector comun. Parametrul h_{fe}, de pildă, reprezintă factorul de transfer direct de curent în circuit cu emitor comun. În unele publicaţii, parametrii h poartă indici numerici în loc de litere. Intrarea este indicată cu 1 iar ieşirea cu 2. Un parametru cum ar fi h_{21} reprezintă o schimbare cauzată în circuitul 2 (ieşire) de către circuitul 1 (intrare). Cei patru parametri h notaţi astfel sînt :

$$h_i = h_{11}$$
$$h_r = h_{12}$$
$$h_f = h_{21}$$
$$h_0 = h_{22}.$$

Şi în acest caz se mai adaugă la indice o literă ca şi mai sus, reprezentînd tipul de circuit. Astfel, $h_{oe} = h_{22e}$ etc.

Utilizînd parametrii h pentru un tranzistor cu emitor comun şi înlocuind indicii i cu b şi o cu c ecuaţiile IV.47 şi IV.48 devin :

$$i_c = h_{fe}\, i_b + h_{oe}\, v_{ce} \qquad \text{(IV.49.)}$$

şi :

$$v_{be} = h_{ie}\, i_b + h_{re}\, v_{ce} \qquad \text{(IV.50.)}$$

Aceste două ecuaţii sînt reprezentate în fig. IV.16, în ceea ce se cheamă circuitul echivalent al tranzistorului cu emitor

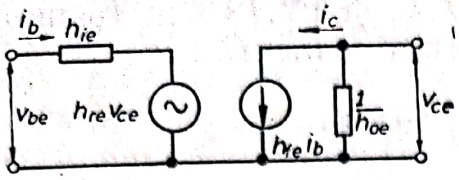


Fig. IV.16. — Circuitul echivalent al tranzistorului în montaj cu emitor comun, utilizînd parametrii h.

comun, utilizînd parametrii h. În circuitul echivalent bucla de intrare conţine o rezistenţă în serie cu o sursă de tensiune alternativă, iar bucla de ieşire un generator ideal de curent în paralel cu o rezistenţă. Interpretarea acestui circuit se poate face într-un mod simplificat astfel: la o variaţie mică a tensiunii de intrare v_{be} se schimbă curentul care trece prin joncţiunea bază-emitor, i_b. Rezistenţa pe care o prezintă circuitul la această schimbare este

$$\frac{\partial v_{be}}{\partial i_b} = h_{ie},$$

tocmai *rezistenţa de intrare*. Dacă curentul variabil prin bază este i_b, aceasta are ca urmare o variaţie de curent în circuitul de colector egală cu βi_b. Parametrul $h_{fe} = \frac{\partial i_c}{\partial i_b}$ este de fapt chiar β pentru semnele mici şi reprezintă efectul curentului de bază asupra celui de colector. Colectorul acţionează ca un generator care produce un curent ce curge în direcţia săgeţii şi a cărui mărime este $h_{fe} \cdot i_b$.

Dacă tensiunea de ieşire, colector-emitor, v_{ce}, variază, aceasta va avea două efecte. Din curbele caracteristice ale tranzistorului (fig. IV.10) se observă că curentul de colector variază uşor cu tensiunea v_{ce} la un curent de bază constant. De aceea curentul total cuprinde nu numai valoarea fixă $h_{fe} i_b$ ci şi variaţia curentului de colector datorită variaţiilor lui v_{ce}.

$$\frac{\partial i_c}{\partial v_{oe}} = h_{oe}.$$

Parametrul h_{oe} este inversul unei rezistenţe (conductanţă) şi în circuit este reprezentat ca o rezistenţă de valoare $1/h_{oe}$, în paralel cu generatorul de curent $h_{fe} \cdot i_b$. Al doilea efect al tensiunii colector-emitor iese mai puţin în evidenţă totuşi există. Curentul de bază i_b este funcţie de tensiunea bază-emitor, după o curbă de genul aceleia din fig. IV.10.a. Această curbă este obţinută la o anumită valoare v_{ce}. Dacă se schimbă tensiunea colector-emitor curba se deplasează uşor. Variaţia

Scanned with OKEN Scanner

tensiunii de ieşire a avut drept rezultat apariţia unor variaţii în tensiunea de intrare, opuse semnalului aplicat. Valoarea acestei variaţii este proporţională cu semnalul de ieşire, factorul de proporţionalitate fiind

$$\frac{\partial v_{be}}{\partial v_{ce}} = h_{rc}.$$

Din acest motiv în circuitul de intrare apare un generator de semnal variabil $h_{re}\, v_{ce}$ în serie cu căderea de tensiune pe rezistenţa de intrare. Fiind vorba de un efect al circuitului de ieşire asupra circuitului de intrare, manifestat printr-o variaţie de tensiune, factorul h_{re} este denumit „transfer invers".

Parametrii h sînt foarte utili în calcularea unor caracteristici ale circuitelor cum ar fi amplificarea de tensiune, amplificarea de curent, rezistenţa de intrare şi cea de ieşire.

Amplificarea de tensiune A_v este dată de raportul :

$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}}. \qquad \text{(IV.51.)}$$

Considerînd circuitul din fig. IV.9 şi pornind de la ecuaţia IV.49 şi IV.50, se poate scrie :

$$i_c = \frac{v_{ce}}{R_L} = h_{fe}\, i_b + h_{oe}\, v_{ce} \qquad \text{(IV.52.)}$$

şi :

$$i_b = \frac{v_{be}}{h_{ie}} - \frac{h_{re}\, v_{ce}}{h_{ie}}. \qquad \text{(IV.53.)}$$

Introducînd valoarea lui i_b din ecuaţia IV.53, în ecuaţia IV.52 se elimină curenţii şi se pot separa termenii, astfel ca să se obţină raportul $v_{ce}/\, v_{be}$.

$$A_v = \frac{v_{ce}}{v_{be}} = \frac{-\, h_{fe}\, R_L}{(h_{oe}\, h_{ie} - h_{fe}\, h_{re})\, R_L - h_{ie}}. \qquad \text{(IV.54.)}$$

Semnul negativ se adaugă pentru a indica inversarea de fază produsă de circuitul cu emitor comun. Amplificarea de curent A_i este :

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} \qquad \text{(IV.55.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

şi se poate obţine din ecuaţia IV.49 în care se înlocuieşte $v_{ce} = R_L i_C$:

$$i_c = h_{fe} i_b + h_{oe} i_c R_L. \qquad \text{(IV.56.)}$$

De aici se obţine imediat raportul :

$$A_i = \frac{i_c}{i_b} = \frac{h_{fe}}{1 + h_{oe} R_L}. \qquad \text{(IV.57.)}$$

Un tranzistor B C 108 A IPRS Băneasa are următorii parametri hibrizi :

$$h_{fe} = 220$$

$$h_{ie} = 2{,}7 \cdot 10^3\ \Omega$$

$$h_{re} = 1{,}5 \cdot 10^{-4}$$

$$h_{oe} = 18 \cdot 10^{-6}\ \text{mho}.$$

Un circuit cu emitor comun al unui tranzistor B. C 108 A cu $R_L = 2$ kΩ va avea amplificarea de tensiune

$$A_v = \frac{-220 \cdot 2 \cdot 10^3}{(2{,}7 \cdot 10^3 \cdot 18 \cdot 10^{-6} - 220 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-4})\ 2 \cdot 10^3 - 2{,}7 \cdot 10^3} \cong 163$$

şi cea de curent :

$$A_i = \frac{220}{1 + 18 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^3} \cong 212.$$

Se observă că amplificarea de curent este destul de aproape de valoarea lui h_{fe}, respectiv β.

În mod similar se pot deduce formulele prin care se calculează rezistenţele de intrare R_i şi cea de ieşire R_o a circuitului. Astfel pentru rezistenţele de intrare avem :

$$R_i = \frac{v_{be}}{i_b} = \frac{h_{ie} - (h_{ie} h_{oe} - h_{fe} \cdot h_{re}) R_L}{1 + h_{oe} R_L} \qquad \text{(IV.58.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

Rezistența la ieșire depinde și de rezistența sursei R_S care furnizează semnalul aplicat la bază:

$$R_0 = \frac{v_{ce}}{i_C} = \frac{h_{ie} + R_S}{(h_{ie}\, h_{oe} - h_{fe}\, h_{re}) + h_{oe}\, R_S} \qquad \text{(IV.59.)}$$

Exemplificînd pentru circuitul a cărui dreaptă de sarcină a fost dată în fig. IV.11 (R_L=2 kΩ și R_B=50 kΩ) și considerînd că rezistența sursei care furnizează V_{in} este 1 K, R_S va fi suma rezistențelor din circuitul bazei: 50+1 = 51 kΩ. În acest caz R_0 = 57,4 kΩ și R_i = 2,6 kΩ. De remarcat că rezistența de intrare este foarte aproape de h_{ie}.

Acest gen de calcul poate fi efectuat pentru toate tipurile de circuite. În tabelul IV.1 sînt sintetizate rezultatele obținute pentru cele trei tipuri de conexiuni ale tranzistoarelor.

Tabelul IV.1.

Caracteristicile principale ale celor trei tipuri de circuite ale tranzistorului

	Baza comună	Emitor comun	Colector comun
Rezistențe de intrare, R_{in}	30—1500 Ω	200—2000 Ω	0,2—1 M Ω
Rezistențe de ieșire, R_0	0,5—2 M Ω	10—100 k Ω	50—500 Ω
Amplificare de curent, A_i	~ 1	20—200	20—200
Amplificare de tensiune, A_v	De ordinul sutelor	De ordinul sutelor	~ 1
Amplificare de putere, $A_i \cdot A_v$	De ordinul sutelor	De ordinul miilor	De ordinul zecilor
Tensiunea de intrare și ieșire	În fază	Defazate 180°	În fază
Aplicații	În circuite cu rezistențe mari de sarcină	Amplificator pentru scopuri multiple și inversor de faze	Ca generatori avînd rezistență internă mare sau rezistențe mici de sarcină

Scanned with OKEN Scanner

IV.2. TRANZISTORUL CU EFECT DE CÎMP

Amplificarea de putere şi controlul unui curent mare cu ajutorul unui semnal relativ mic pot fi obţinute şi cu ajutorul unor dispozitive semiconductoare în care rolul major în transportul sarcinilor electrice îl are doar un singur tip de purtători. Acestea se numesc dispozitive unipolare, spre deosebire de tranzistorii discutaţi pînă acum, şi care sînt bipolari, întrucît ambele tipuri de purtători participă la transportul curentului. Un reprezentant al dispozitivelor unipolare este tranzistorul cu efect de cîmp (T.E.C.) cunoscut în două variante : cu poartă joncţiune (TEC-J) şi cu poartă izolată (TEC-MOS).

Primul tip de tranzistor cu efect de cîmp constă dintr-o bară de material semiconductor care are la capete sudate două contacte denumite sursă (S) şi drenă (D). Părţile laterale ale materialului sînt dopate astfel ca să formeze două joncţiuni *pn* (fig. IV.17.b). Cele două porţiuni dopate sînt scurtcircuitate între ele formîndu-se cea de a treia terminaţie a tranzistorului cu numele de poartă (G). Modul de funcţionare al tranzistorului cu poartă joncţiune se poate înţelege uşor pe baza proprietăţilor barierei de potenţial ce se formează în regiunea joncţiunii *pn*. În fig. IV.17.a sînt reprezentate cele trei situaţii în care poate fi pusă o astfel de joncţiune. După cum s-a arătat în capitolul referitor la diodă, bariera de potenţial reprezintă o zonă în care există sarcini pozitive şi negative necompensate. Grosimea fizică a acestei zone şi intensitatea cîmpului electric apărut depinde de tipul de dopaj şi cîmpul exterior aplicat. La o joncţiune nepolarizată sarcinile se distribuie pe o anumită zonă care creşte cînd joncţiunea este polarizată invers şi scade la polarizarea directă. Punînd două joncţiuni faţă în faţă, aşa cum sînt în tranzistorul din fig. IV.17.b zonele de sarcină lasă între ele un canal prin care purtătorii majoritari pot trece. Polarizînd joncţiunile invers zonele se măresc şi canalul dintre ele se îngustează, la o polarizare directă zonele se micşorează şi canalul se lărgeşte.

Curentul ce poate trece prin acest canal depinde de lărgimea acestuia întocmai cum depinde conductibilitatea unui material de secţiune. Aplicînd între sursă şi drenă o anumită tensiune V_D, curentul care trece va fi funcţie de gradul de polarizare al joncţiunilor porţii care controlează secţiunea canalului. Acest control se face cu ajutorul unei surse V_G aplicate între poartă şi sursă. Felul în care este conectat tranzistorul din fig. IV.17.b

Scanned with OKEN Scanner

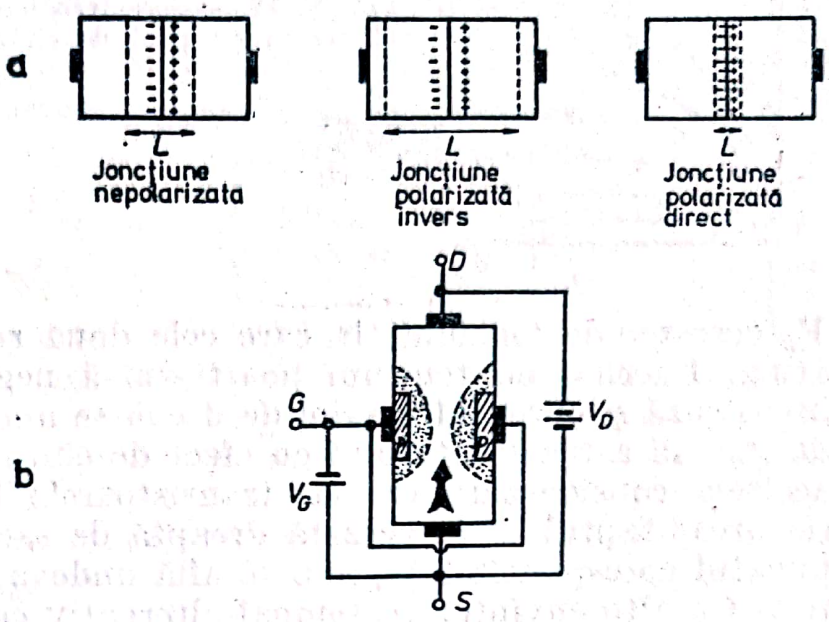


Fig. IV.17. — Tranzistorul cu efect de cîmp cu poartă joncțiune și modul său de funcționare. a. Reprezentarea schematică a zonei de sarcină în jurul unei joncțiuni *pn*. b. Reprezentarea schematică a unui tranzistor cu efect de cîmp și a canalului sursă — drenă.

este denumit „cu sursă comună" și este similar cu conexiunea cu emitor comun. În fig. IV.18 este reprezentat schematic același circuit, utilizînd semnul convențional pentru tranzistorul cu efect de cîmp. Tranzistorul din acest exemplu este de tipul cu *canal n* și săgeata din simbol este îndreptată spre înăuntru. Există și TEC-J cu canal *p*, la acestea săgeata din simbolul convențional fiind îndreptată spre înafară. Principiul de funcționare a tipului cu canal *p* este similar cu a celui cu canal *n* cu mențiunea că polaritatea surselor de alimentare și semnal trebuie inversată. În fig. IV.18 a mai fost introdusă și o rezistență de sarcină R_L în circuitul drenei. Reprezentarea grafică a curentului de drenă I_d în funcție de tensiunea drenă-sursă V_{DS} este redată în fig. IV.19. Se poate remarca faptul că la o anumită valoare a lui V_G, de exemplu $V_G = 0$, curentul de drenă crește pînă cînd tensiunea V_{DS} atinge o valoare V_p denumită valoare de *strangulare* după care rămîne constant.

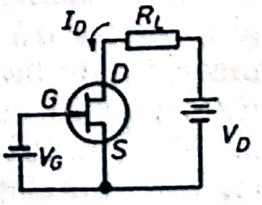


Fig. IV.18. — Tranzistor cu efect de cîmp în montaj cu sursă comună.

Scanned with OKEN Scanner

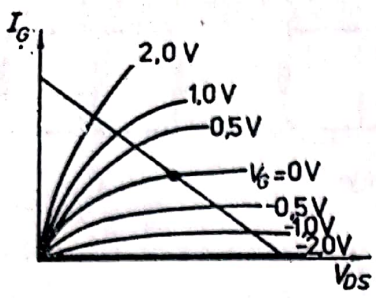


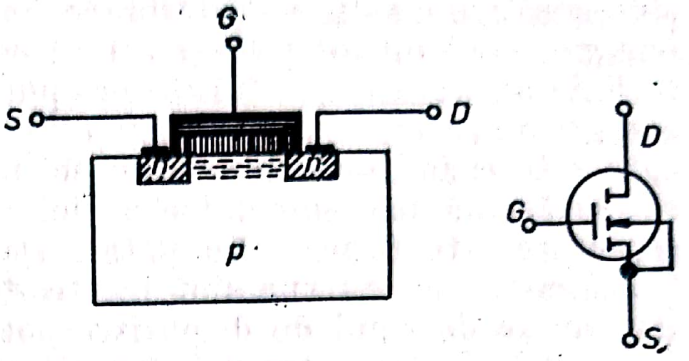
Fig. IV.19. — Caracteristicile de drenă ale unui tranzistor cu efect de cîmp tip MNPF 104.

V_p corespunde tensiunii la care cele două zone de sarcină se ating. Lucrînd cu tensiuni poartă-sursă negative, canalul se îngustează şi curentul maxim de drenă se micşorează. Dreapta de sarcină a trnanzistorului cu efect de cîmp se trasează după aceleaşi considerente ca la tranzistoarele bipolare. Trebuie remarcat faptul că la această dreaptă de sarcină (fig. IV.19), punctul corespunzînd $V_G = 0$ se află undeva în mijlocul acesteia. Cu alte cuvinte, un semnal alternativ ce variază în jurul valorii zero va putea fi amplificat fără a utiliza o tensiune suplimentară de polarizare. În mod automat punctul de funcţionare se află la $V_G = 0$. În caz că acest punct de funcţionare nu corespunde scopului propus se poate alege un altul cu ajutorul unora din circuitele de polarizare expuse la tranzistoarele bipolare. De obicei se lucrează cu joncţiunile de poartă polarizate invers deci cu punct de funcţionare la valori negative ale tensiunii V_G. Principalul avantaj al tranzistoarelor cu efect de cîmp îl constitue rezistenţa mare de intrare, ceea ce înseamnă că vor consuma foarte puţin din curentul furnizat de sursa aplicată la poartă. Un alt aspect demn de remarcat îl constituie posibilitatea de a utiliza TEC ca releu pentru transmiterea unui semnal analogic dintr-o parte în alta a circuitului. Tranzistorul cu efect de cîmp saturat (V_{GS} foarte pozitiv) prezintă o rezistenţă sursă-drenă de ordinul 50—500 Ω, iar în stare blocată rezistenţa depăşeşte 1000 M Ω ($V_G < V_p$).

O altă variantă a tranzistoarelor cu efect de cîmp o constituie tranzistoarele cu poartă izolată denumite şi cu „strat de oxid" TEC—MOS. Structura fizică precum şi simbolul convenţional al acestor tranzistoare sînt redate în fig. IV.20. Sursa şi drena sînt constituite din două regiuni intens dopate dispuse într-un material semiconductor intrinsec sau de dopaj opus. În exemplul din figură sursa şi drena sînt de tip n, fiind formate într-un material de bază p. Deasupra porţiunii ce separă sursa de drenă nu va trece curent. Dacă poarta este pusă sub o tensiune pozitivă, cîmpul electric creat imediat sub stratul de oxid face ca din materialul n să fie extraşi electroni care formează un

Scanned with OKEN Scanner

Fig. IV.20. — Schema unui tranzistor cu efect de cîmp cu poartă izolată (TEC — MOS) şi simbolurile convenţionale.



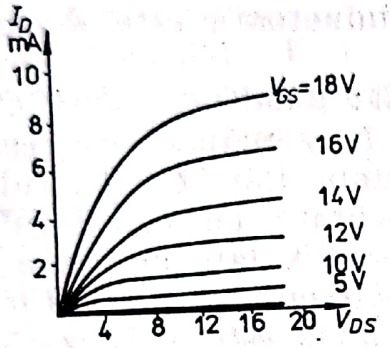


Fig. IV.21. — Caracteristicile unui tranzistor cu efect de cîmp şi poartă izolată.

canal de purtători în porţiunea semiconductorului dintre sursă şi drenă. Aceşti purtători vor contribui la transportul curentului între sursă şi drenă atunci cînd între acestea este aplicată o diferenţă de potenţial. În funcţie de natura *purtătorilor induşi* de către cîmpul electric al porţii, tranzistorul TEC-MOS poate fi cu canal *n* sau *p*. În exemplul de mai sus este vorba de un tranzistor cu canal indus de tip *n*. Caracteristicile de drenă ale acestuia sînt reprezentate în fig. IV.21. Spre deosebire de tranzistorul cu poartă joncţiune în cazul tranzistorului cu porţi izolate curentul de drenă este practic zero cînd $V_G = 0$. Din cauza stratului de oxid care separă electrodul porţii de restul tranzistorului curentul de poartă este foarte mic. Din acest motiv TEC-MOS au o rezistenţă de intrare foarte mare care îi face deosebit de utili în aplicaţii speciale cum ar fi în electrometre sau aparate de măsurarea *p*H-ului cu electrozi de sticlă.

IV.3. DISPOZITIVE SEMICONDUCTOARE DE TIPUL *pnpn*

Prin alternarea mai multor straturi *p* şi *n* se pot obţine dispozitive care sînt utilizate în controlul unor curenţi mari prin intermediul unor curenţi mult mai mici. Aceste dispozitive

Scanned with OKEN Scanner

sînt similare cu un comutator ce implică o cantitate mică de energie, cum este deplasarea unui contact sau a unui plot ce închide un circuit care furnizează puteri mari. În acest caz însă energia de activare şi „contactele" nu sînt de natură mecanică, cum este cazul comutatoarelor obişnuite, şi toată operaţiunea se desfăşoară în domeniul electric. Un astfel de dispozitiv de comutare este format din patru straturi alternative *p* şi *n*. Două contacte externe sînt legate de primul şi ultimul strat. În funcţie de tipul de dispozitiv pot exista contacte externe şi la celelalte două straturi. Reprezentantul cel mai des întîlnit al acestor genuri de dispozitive semiconductoare este *dioda controlabilă* sau tyristorul.

Dioda controlabilă are trei terminaţii: anod A, catod C şi poarta G. Funcţionarea diodei poate fi asemănată cu cea a două tranzistoare de polaritate opusă, unul *npn* (T_1) şi altul *pnp* (T_2), baza fiecăruia fiind scurtcircuitată cu colectorul celuilalt (fig. IV.22). Dacă anodul este pozitiv faţă de catod, fiecare joncţiune bază-emitor este polarizată direct. Cît timp curentul I_G este zero, joncţiunea a doua este polarizată invers şi curentul prin sistem este practic zero. Făcînd pe G mai pozitiv decît pe C, un curent I_G trece prin baza tranzistorului T_1. Aceasta are ca rezultat un curent mare I_{C1} prin colectorul acestui tranzistor. I_{C1} este în acelaşi timp şi curentul de bază al tranzistorului, T_2, fapt ce face să crească mult curentul de colector I_{C2}. Acest curent este realimentat la baza lui T_1 ca un curent de bază mult mărit în comparaţie cu I_{C1} iniţial introdus, aducînd ambii tranzistori în starea de saturaţie. În acest caz prin tot sistemul, de la anod la catod, va trece un curent I_A. Chiar dacă acum se deconectează curentul de poartă original I_G, tyristorul rămîne în starea de conducţie pînă cînd tensiunea aplicată la anod este deconectată sau redusă sub un

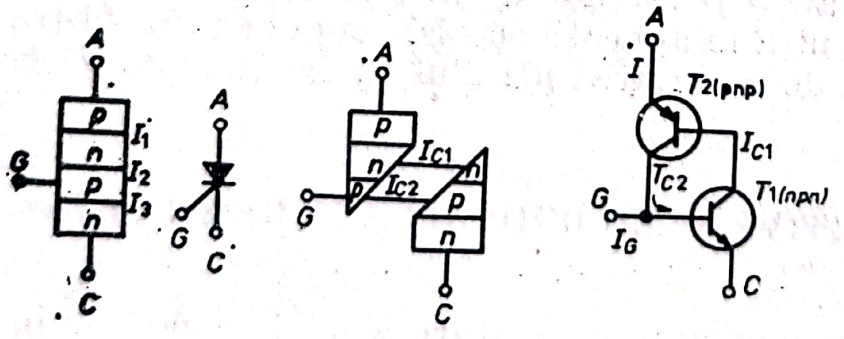


Fig. IV.22. — Dioda controlabilă (tyristor). a. Schema dispozitivului *pnpn*. b. Simbolul convenţional. c şi d. Reprezentarea funcţionării diodei controlabile la baza unui circuit echivalent format din doi tranzistori de polaritate diferită.

Scanned with OKEN Scanner

anumit nivel. Într-o diodă controlabilă tipică un curent de ordinul amperilor sau zecilor de amperi poate fi conectat prin intermediul unui curent de poartă de cîţiva miliamperi.

Caracteristica curent-tensiune este redată în figura IV.23. Dacă nu se aplică nici un curent de poartă dar se aplică o tensiune V_A între anod şi catod, dioda nu va conduce decît la o anumită valoare a acesteia V_S, care corespunde străpungerii joncţiunii J_2. Dacă tensiunea V_A este mai mică decît tensiunea de străpungere, dioda poate fi făcută să conducă prin acţiunea curentului de poartă. În acest caz caracteristica diodei controlabile este asemănătoare cu aceea a unei diode obişnuite. Aplicînd o tensiune V_A negativă, dioda va începe să conducă numai cînd se atinge tensiunea de străpungere V_R a joncţiunilor J_1 şi J_2.

Tyristorul poate fi utilizat atît pentru comutarea curentului continuu, cît şi a celui alternativ. În fig. IV.24 sînt date două circuite de comutare a curentului alternativ printr-o sarcină oarecare R_L.

Circuitul din fig. IV.24.a permite trecerea curentului alternativ prin sarcină numai atunci cînd comutatorul K este închis. În timpul unei alternante pozitive (A pozitiv) prin R_2, dioda D, comutatorul K şi R_G se introduce un curent la poarta diodei controlabile DC. Dioda devine conductibilă şi un curent mare,

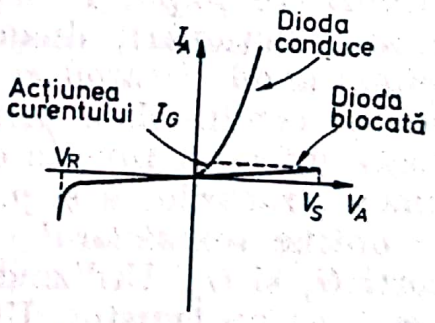
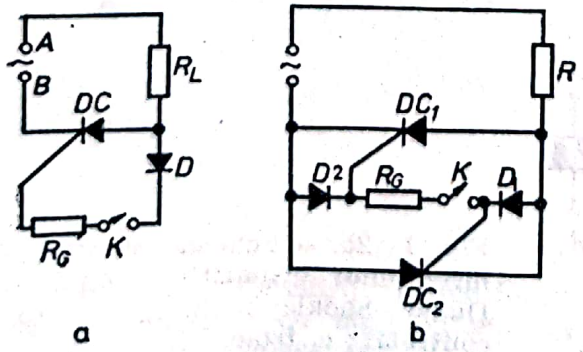


Fig. IV.23. — Caracteristicile unei diode controlabile.



a b

Fig. IV.24. — Circuite de comutare cu unul (a) şi doi (b) tyristori.

limitat doar de R_L, trece prin circuit. În cursul unei alte alternanţe, negative, tyristorul DC este blocat.

Circuitul IV.24.b utilizează două tyristoare, fiecare conducînd în timpul unei alternanţe. Închizînd comutatorul K în cursul unei alternanţe este aplicat un curent la poarta tyristorului DC_1 prin D_1, K şi R_G, aducîndu-l în stare de conducţie. În cursul celeilalte alternanţe, DC_2 va conduce ca urmare a unui curent de poartă furnizat prin D_2, R_G şi K.

Printre avantajele circuitelor de mai sus figurează şi acela că stabilirea curentului principal nu se face pe baza unor contacte mecanice. De multe ori închiderea sau deschiderea unor contacte mecanice poate produce descărcări ce fac imposibilă funcţionarea unor aparate aflate în apropiere. Un calculator sau circuit de control de exemplu, bazat pe elemente integrate, nu va putea fi utilizat pentru comanda unor dispozitive ce consumă curenţi ceva mai mari, cum ar fi motoare electrice sau relee, dacă circuitul se închide mecanic. Conectarea la reţea a unui motor, chiar de putere redusă, poate schimba complet starea circuitelor dintr-un calculator sau modul logic de comandă, ceea ce echivalează cu o funcţionare incorectă a întregului sistem. Din acest motiv se preferă ca legătura între circuitele de comandă şi dispozitivele de execuţie ce utilizează curent de reţea să se facă prin tyristoare şi nu prin relee mecanice. În afara diodei controlabile se mai pot construi şi alte dispozitive *pnpn*. Funcţionarea acestora se poate înţelege pe baza funcţionării diodei controlabile. Un dispozitiv avînd numai anod şi catod este *dioda Shokley* (fig. IV.25.a). Aceasta devine conductibilă prin străpungerea la potenţialul V_S care poate diferi în funcţie de modul de construcţie, dopaj şi grosimea straturilor n şi p. Conectînd cîte o ieşire la fiecare strat se obţine *comutatorul controlabil* (fig. IV.25.b) care are două porţi G_1 şi G_2. Utilizînd doar poarta G_2, comutatorul funcţionează ca un tyristor. Utilizarea lui G_A echivalează cu a crea un

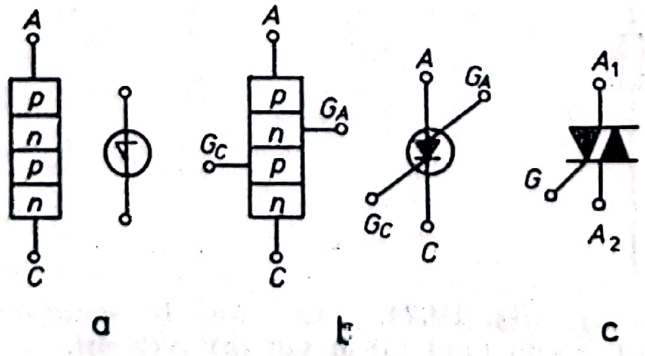


Fig. IV.25. — Schema şi simbolurile unor dispozitive *pnpn*. a. Diodă Shokley; b. comutator controlat; c. triac.

circuit *npnp* care devine conductibil la aplicarea unor tensiuni negative. Comutatorul controlabil este construit pentru curenţi mult mai mici decît tyristorul, în schimb este mult mai sensibil, lucrînd cu curenţi de poartă mult mai mici.

Un dispozitiv întîlnit este *triacul*, al cărui simbol este redat în fig.IV.25.c.

Acesta este în principiu un dispozitiv compus din doi tyristori depuşi într-un bloc comun de tipul circuitelor integrate. Triacul se utilizează pentru circuite de comutare a ambelor alternanţe ale curentului alternativ, întrunind într-un circuit simplu funcţiunile circuitului din fig. IV.24.b.

IV.4. TRANZISTORUL CU UNIJONCŢIUNE

Tranzistorul cu unijoncţiune este un dispozitiv semiconductor format dintr-o bază de material *n*, siliciu, relativ slab dopat, la mijlocul căreia s-a format o porţiune de material *p* (fig. IV.26). Tranzistorul are trei terminaţii : baza 1 şi baza 2 la capetele barei de material *n* şi un emitor. Spre deosebire de alte tranzistoare aici există numai o singură joncţiune *pn*. De fapt tranzistorul cu unijoncţiune poate fi echivalat cu două rezistenţe în serie, R_{B_1} şi R_{B_2}, şi o diodă *D* (fig. IV.27). În mod

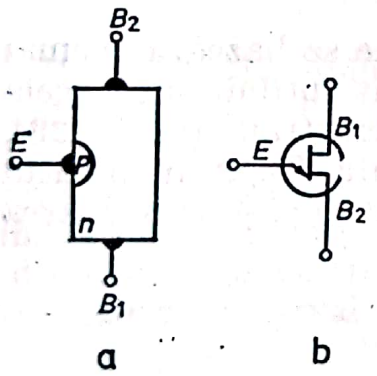


Fig. IV.26. — Tranzistorul cu unijoncţiune, schemă (a) şi simbol (b).

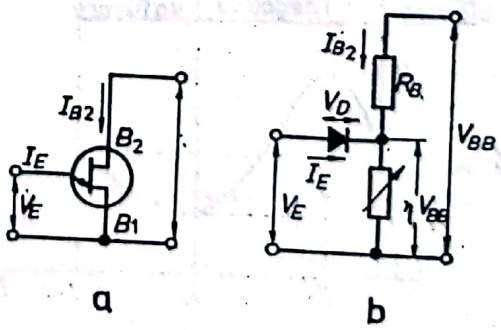


Fig. IV.27. — Curenţii şi tensiunile într-un tranzistor cu unijoncţiune (a) şi circuitul echivalent (b).

normal, baza 1 se conectează la sursă şi baza 2 la o tensiune pozitivă, V_{BB}.

Rezistenţa totală a barei de siliciu este de cca 5—10 kΩ. Fără nici un curent la emitor, bara de siliciu acţionează ca un divizor de tensiune, o anumită porţiune η din V_{BB} apărînd la emitor. Dacă tensiunea aplicată la emitor V_E este mai mică decît $\eta \cdot V_{BB}$, joncţiunea emitorului este invers polarizată şi prin emitor trece numai un curent invers foarte redus, I_{EO}. Dacă V_E devine mai mare decît $\eta \cdot V_{BE}$, joncţiunea va fi direct polarizată şi prin emitor va trece un curent constînd din goluri ce vor fi injectate în bara de siliciu. Aceste goluri se vor deplasa înspre baza 1 care se găseşte la o tensiune mai negativă decît emitorul. În acelaşi timp un număr egal de electroni vor fi injectaţi din circuitul extern prin baza 1 în bara de siliciu. Rezultatul net va fi o scădere a rezistenţei porţiunii de semiconductor dintre emitor şi baza 1 şi în acelaşi timp scăderea diferenţei de tensiune V_E. Acest fapt este materializat în circuitul echivalent (fig. IV.27b) prin rezistenţa variabilă R_{B1}. Creşterea curentului determinat de o scădere a tensiunii echivalează cu o rezistenţă dinamică negativă. Pe caracteristica de emitor (fig. IV.28) rezistenţa negativă se observă pe o regiune destul de largă limitată în stînga pe un maxim (pic) şi în dreapta de un minim (vale). Regiunea din stînga picului corespunde situaţiei în care tranzistorul este blocat. În dreapta minimului curentul are valori mari, „tranzistorul" este saturat şi rezistenţa dinamică este pozitivă.

Aplicaţiile tranzistorului cu unijoncţiune se bazează tocmai pe rezistenţa negativă. Un circuit frecvent întîlnit este acela al unui generator de undă tip dinţi de ferăstrău (fig.IV.29).

Condensatorul C se încarcă prin rezistenţa R_T. În momentul în care căderea de tensiune pe condensator depăşeşte valoarea

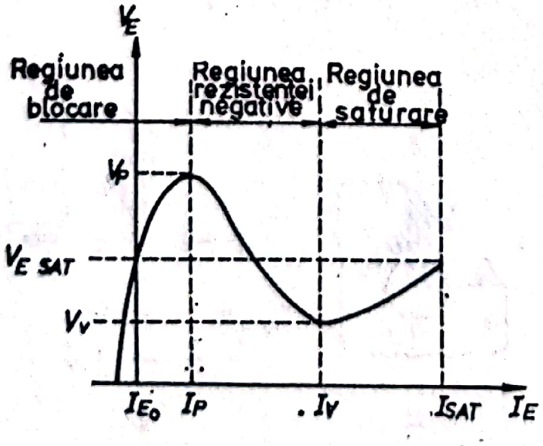


Fig. IV.28. — Caracteristica unui tranzistor cu unijoncţiune.

Scanned with OKEN Scanner

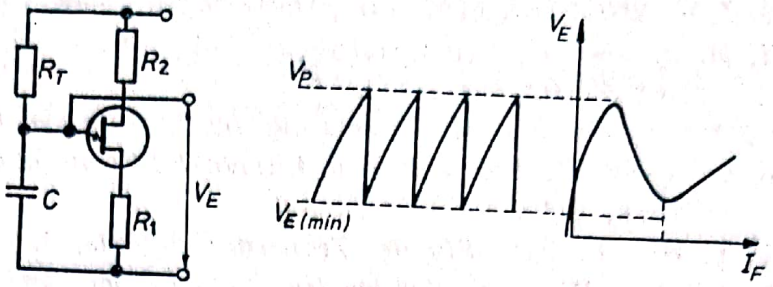


Fig. IV.29. — Oscilator cu tranzistor cu unijoncțiune.

V_p, rezistența emitor-bază scade foarte mult și condensatorul se descarcă. Descărcarea are loc pînă la o tensiune minimă V_E (min) egală cu V_E (sat)/2, după care reîncepe încărcarea. Valoarea tensiunii V_p se calculează după relația

$$V_p = \eta \cdot V_{BB} + V_d \qquad \text{(IV.60.)}$$

V_d are valori în jur de 0,7 V. Coeficientul η, definit mai înainte, este o caracteristică a fiecărui tip de tranzistor cu unijoncțiune purtînd denumirea de raport intrinsec. Circuitul din fig. IV.29 este un oscilator de relaxare, perioada de oscilație fiind calculabilă după formula

$$T = RC \cdot \ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right) \qquad \text{(IV.61.)}$$

Pe acest principiu al descărcării condensatorului prin emitorul tranzistorului cu unijoncțiune se bazează o serie de circuite de temporizare sau întîrziere. Toate acestea au un etaj similar cu acela al oscilatorului de relaxare, ieșirea acestuia fiind apoi alimentată unor circuite de amplificare și activare a dispozitivelor ce trebuie să funcționeze o anumită durată de timp sau un interval de timp dat după declanșare.

BIBLIOGRAFIE

1. H. V. MALMSTADT, C. G. ENKE, J. C. TOREN, *Electronics for Scientsts*, W. A. Benjamin, Menlo-Park, Calif., 1962.
2. * * *, *SCR Manual*, ed. a V-a, General Electric Co., Syracuse, New-York, 1972.

Scanned with OKEN Scanner

3. I. E. ANGELO, *Electronics*, McGraw-Hill, New-York, 1969.
4. R. J. SMITH, *Circuits, Devices and Systems*, ed. a II-a, Wiley and Sons, New-York, 1971.
5. * * *, *The Semiconductor Data Book*, Motorola, Co., 1969.
6. E. J. BAIR, *Introduction to Chemical Instrumentation*, Mc Graw-Hill, New-York, 1962.
7. T. KNEITEL: *Simple Transistor Projects*, J. F. Rider, New-York, 1964.
8. I.P.R.S. Băneasa, *Catalog tranzistoare-diode*, 1970—1971.
9. * * * *Electronic Components Condensed Catalog*, ICCE București, 1974.
10. * * * *Tranzistor Manual*,ed. a VII-a, General Electric Co., 1964.
11. P. E. GRAY și C. L. SEARLE, *Electronic Principles. Physics, Models, and Circuits*, Wiley and Sous, New-York, 1969.
12. C. KITTEL, *Théorie quantique du solide*, Ed. Dunod, 1967.

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul V

AMPLIFICATOARE DE CURENT CONTINUU. AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

De multe ori instrumentaţia electrochimică sau electrooptică conţine amplificatoare sau presupune introducerea amplificatoarelor.

Amplificatoarele sînt necesare în aparatura chimică din următoarele motive:

a. Semnalul de la traductor trebuie amplificat pentru a putea fi citit sau înregistrat cu instrumentele de măsură obişnuite.

b. Rezistenţa sursei de semnal trebuie să aibă o valoare adecvată, pentru ca măsurătorile să fie posibile cu instrumentele din dotarea laboratorului. Cu ajutorul unui amplificator se poate realiza o mai bună concordanţă între rezistenţele sursei şi a instrumentului de măsură.

Există mai multe tipuri de amplificatoare, cu diverse caracteristici de intrare şi ieşire. În capitolul de faţă vom trata amplificatoarele de curent continuu, în special, amplificatoarele diferenţiale şi amplificatoarele operaţionale.

V.1. AMPLIFICATORUL DIFERENŢIAL

În capitolul anterior (IV) s-a arătat că trecerea unui semnal printr-un tranzistor este condiţionată în primul rînd de polarizarea directă a joncţiunii bază-emitor.

Cu alte cuvinte, semnalul aplicat la bază trebuie să aibă o valoare cel puţin egală cu tensiunea de polarizare a acestei joncţiuni ($\cong$ 0,7 V). Acest fapt face ca amplificarea unui semnal continuu să prezinte o serie de particularităţi. Semnalele

Scanned with OKEN Scanner

mai mici decît tensiunea de polarizare bază-emitor nu pot fi amplificate. Semnalele mai mari vor fi amplificate, în schimb din valoarea obținută va lipsi porțiunea corespunzătoare tensiunii bază-emitor. Prin circuitele de polarizare se poate aduce punctul de funcționare chiar la limita de jos a dreptei de sarcină. Astfel semnalul de amplificat nu mai trebuie să depășească tensiunea de polarizare bază-emitor și amplificarea va fi posibilă. Din păcate acest sistem de compensare nu dă rezultate bune, întrucît tensiunea de polarizare bază-emitor este influențată de o serie de factori, dintre care, cei mai importanți sînt temperatura, parametrul h_{fe} și curentul de colector. Un dispozitiv exterior de compensare, cum ar fi circuitul de polarizare sau eventual o sursă de curent constant, nu este influențat de factorii de mai sus în același mod și măsură ca joncțiunea bază-emitor. Din acest motiv se recurge la un dispozitiv de compensare care are exact aceleași proprietăți ca și tranzistorul care urmează să facă amplificarea. Acesta este tot un tranzistor, identic cu primul, introdus într-un montaj simetric denumit amplificator diferențial. Cele două tranzistoare pot avea emitorii legați la masă sau cuplați printr-o rezistență comună la o sursă de compensare. Un astfel de montaj este redat în fig. V.1.

Amplificatorul diferențial din fig. V.1 este alcătuit din două tranzistoare T_1 și T_2, cuplate prin intermediul rezistențelor de emitor R_{e_1} și R_{e_2} la o sursă de compensare V_{EE} și prin intermediul rezistențelor de sarcină R_{L_1} și R_{L_2} la o sursă de alimentare V_{CC}. Pe bazele celor două tranzistoare se introduc

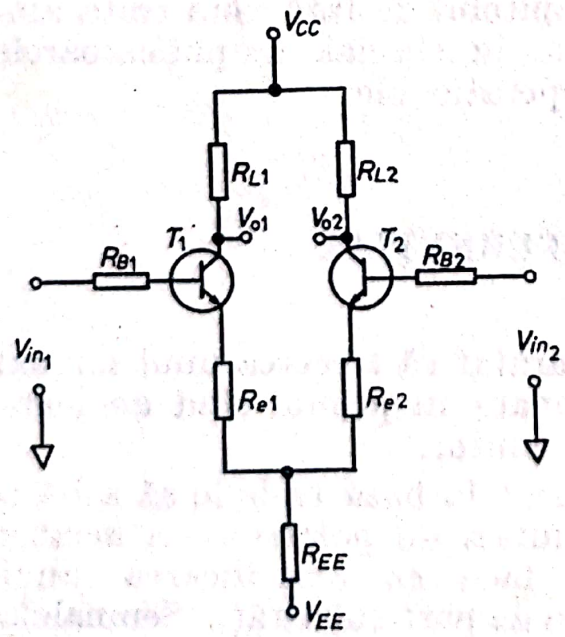


Fig. V.1. — Amplificator diferențial în montaj cu emitori comuni.

Scanned with OKEN Scanner

semnalele V_{in1} și V_{in2} prin rezistențele R_{B1} și R_{B2}. Montajul mai posedă și ieșirile V_{O1} și V_{O2} precum și o bornă de masă. Circuitul prezentat este capabil să amplifice un semnal de intrare (exemplu V_{in1} dacă $V_{in2} = 0$), sau diferența semnalelor. Se poate deci vorbi despre tensiuni de ieșire independente (V_{in1}, V_{in2}), tensiune diferențială de ieșire ($V_{O1} - V_{O2}$) respectiv tensiune diferențială de intrare ($V_{in1} - V_{in2}$).

O analiză a circuitului din fig. V.1 ne arată că tensiunea de ieșire V_{01} este funcție de tensiunea de intrare V_{in1}, iar V_{02} este funcție de V_{in2}. Deci diferența tensiunilor de ieșire ($V_{02} - V_{01}$) trebuie să depindă și de diferența tensiunilor de intrare. Între tensiunile ($V_{02} - V_{01}$) și ($V_{in1} - V_{in2}$) există un raport

$$A_{d.o.d.} = \frac{V_{02} - V_{01}}{V_{in1} - V_{in2}} \qquad \text{(V.1.)}$$

Acest raport notat cu $A_{d.o.d.}$ definește cîștigul diferențial la ieșirea diferențială. Se poate arăta că atunci cînd tranzistorii sînt identici și la fel rezistențele exterioare, relația V.1 se mai scrie:

$$A_{d.o.d.} = \frac{2R_L}{R_E + \frac{R_B}{h_{fe}} + \left(\frac{1}{R_{EE}}\right)\left(\frac{R_B}{h_{fe}}\right)^2}, \qquad \text{(V.2.)}$$

unde:

$R_E = R_e + R_{de}$, R_{de} fiind rezistența dinamică a joncțiunii bază-emitor. În cazul în care $R_B/h_{fe} \ll R_E$, cîștigul diferențial la ieșirea diferențială va fi:

$$A_{d.o.d.} = \frac{2R_L}{R_E} \qquad \text{(V.3.)}$$

Pentru o intrare diferențială și o ieșire independentă sau o intrare independentă și o ieșire diferențială cîștigul diferențial la ieșirea diferențială este o jumătate din valoarea rezultată din ecuațiile V.2 respectiv V.3.

Atunci cînd $V_{in1} = V_{in2} = V_{in}$ se definește cîștigul diferențial la modul comun pentru ieșirea diferențială sub următoarea formă:

$$A_{m.c.o.d.} = \frac{V_{02} - V_{01}}{V_{in}} \qquad \text{(V.4.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

Se poate arăta că expresia (V.4) se mai scrie:

$$A_{m.c.o.d.} = \frac{A_{d.o.d.}}{(R_{L1} + R_{L2})\, R_{EE}} \cdot \left(\frac{R_{L1}\, R_{B2}}{h_{fe2}} - \frac{R_{L2}\, R_{B1}}{h_{fe1}} \right) \quad (V.5.)$$

La perfecta egalitate a tranzistoarelor şi rezistenţelor avem $A_{m.c.o.d.} = 0$. Dacă rezistenţele de bază şi cele de sarcină sînt egale, tranzistoarele nefiind identice,

$$A_{m.c.o.d.} = \frac{A_{d,o.d.}\, R_E}{2R_{FE}} \cdot \left(\frac{1}{h_{fe2}} - \frac{1}{h_{fe1}} \right) \quad (V.6.)$$

Factorul care caracterizează un amplificator diferenţial poartă numele de rejecţia semnalului la modul comun (*R.M.C.*) şi se defineşte ca raportul între cîştigul diferenţial la ieşirea diferenţială şi cîştigul la modul comun pentru ieşirea diferenţială.

$$R.M.C. = \frac{A_{d.o.d.}}{A_{m.c.o.d.}} = \frac{2R_{EE}\, h_{fe1}\, h_{fe2}}{R_B \cdot (h_{fe1} - h_{fe2})} \quad (V.7.)$$

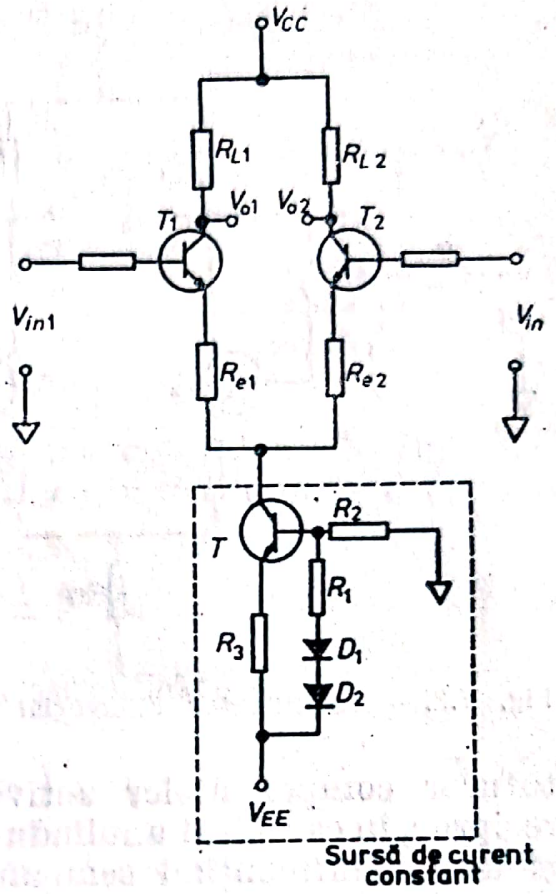
Relaţia V.7 se mai poate transcrie sub forma:

$$R.M.C. = \frac{2R_{EE}}{R_B \cdot \left(\frac{1}{h_{fe1}} - \frac{1}{h_{fe2}} \right)} \quad (V.8.)$$

Cu cît acest raport este mai mare cu atît performanţele amplificatorului sînt mai bune.

Se observă că *R.M.C.* creşte odată cu creşterea lui R_{EE}. Atunci cînd R_{EE} creşte, curenţii care operează prin ea descresc. Ei nu pot totuşi descreşte prea mult. Soluţia practică este dată în fig. V.2 şi constă în „înlocuirea" lui R_{EE} şi V_{EE} cu o sursă de curent constant. În condiţiile $R_1 = R_2$, $I_{EE} = V_{EE}/2R_3$, iar diodele D_1 şi D_2 compensează variaţia tensiunii V_{BE} a tranzistorului datorată temperaturii. Pe de altă parte din caracteristicile $I_c = f(V_{CE})$ se ştie că pentru un anumit curent de bază,

Fig.V.2. Amplificator diferențial cu sursă de curent constant.



la tensiuni relativ mari ale tensiunii colector-emitor (cap. IV., fig. 10.b), curentul de colector al tranzistorului este practic constant, fapt care justifică folosirea acestui dispozitiv în sursa de curent constant.

Selecția tranzistoarelor și a diodelor trebuie făcută în funcție de coeficientul de temperatură și tipurile constructive de joncțiuni, pentru a obține curenții necesari în tehnicile de compensare.

Un montaj clasic de reducere a driftului este cel din fig. V.3, cunoscut sub numele de amplificator diferențial Darlington.

În acest circuit tranzistoarele T_1 și T_3 au un bun cîștig de curent, o capacitate de colector joasă și un curent rezidual redus. Datorită amplificării introduse de T_1 și T_3 curenții de bază I_{B2} și I_{B4} sînt reduși, micșorîndu-se în același timp și driftul datorat variației cîștigului de curent.

În concluzie se poate spune că amplificatorii diferențiali oferă o bună stabilitate amplificării, deoarece orice modificări ale tensiunii de alimentare, variații de temperatură, zgomote datorate cîmpurilor electromagnetice tind să acționeze asupra

Scanned with OKEN Scanner

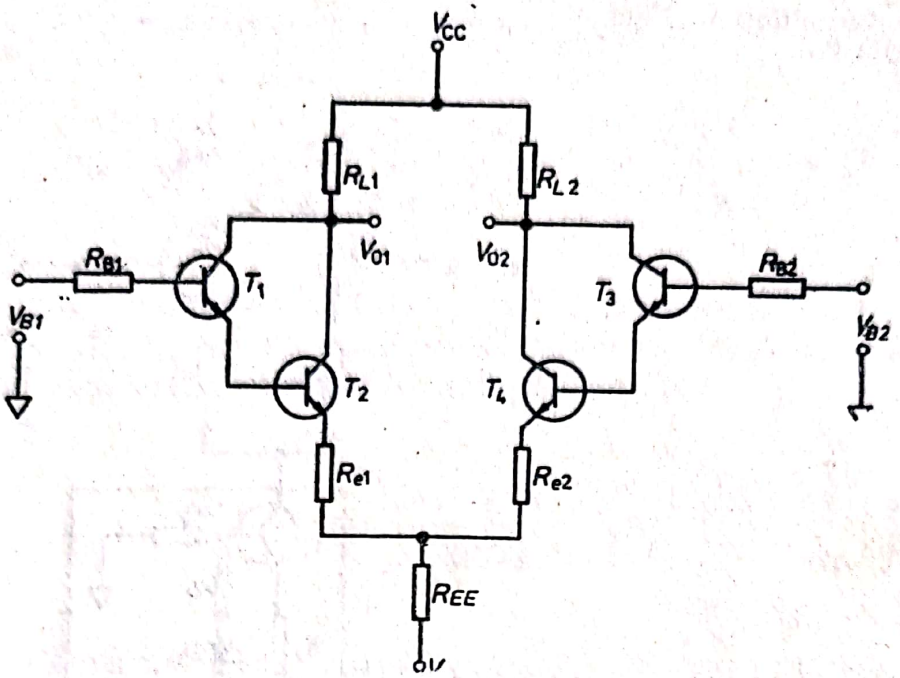


Fig. V.3. — Amplificator diferenţial Darlington.

tuturor componentelor active (tranzistoarelor), diminuîndu-se reciproc, în caz ideal anulîndu-se (datorită simetriei montajelor) şi deci neinfluenţînd semnalul la ieşire.

V.2. REACŢIA LA AMPLIFICATOARE

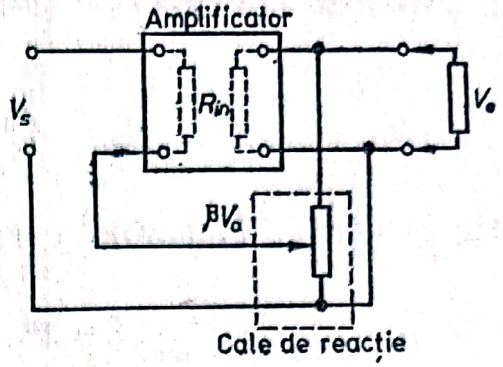
Semnalul introdus într-un amplificator este influenţat de o serie de parametri în procesul de prelucrare, cum ar fi: temperatura, zgomotele exterioare etc.

Prin reacţie este posibil să înlăturăm distorsiunile datorate parametrilor amintiţi şi să îmbunătăţim stabilitatea şi lărgimea bandei amplificatorului. Înţelegerea reacţiei este esenţială pentru un cercetător şi absolut necesară în procesul de proiectare al oricărui amplificator cu performanţe ridicate.

Atunci cînd o parte a semnalului de la ieşire este adus la intrarea unui amplificator se vorbeşte despre introducerea unei reacţii. În funcţie de tipul de montaj se poate vorbi despre o reacţie de curent sau de tensiune (paralel, serie), iar în funcţie de caracteristica fazei semnalului prin reacţie şi faza semnalului de la intrare, se poate afirma că întîlnim o reacţie pozitivă sau una negativă.

Scanned with OKEN Scanner

Fig. V.4. — Reacţia de tensiune la un amplificator.



Reacţia de tensiune presupune un montaj ca în fig. V.4. În acest caz admiţînd că în circuit tensiunea de intrare V_{in} este dată de relaţia :

$$V_{in} = V_S \pm \beta \cdot V_0 \qquad \text{(V.9.)}$$

şi introducînd relaţia de bază a amplificării :

$$V_0 = A\, V_{in} \qquad \text{(V.10.)}$$

obţinem următorul raport între tensiunea de ieşire V_0 şi tensiunea de semnal V_S :

$$A' = \frac{V_0}{V_S} = \frac{A}{1 \pm \beta \cdot A} \qquad \text{(V.11.)}$$

care reprezintă de fapt amplificarea în prezenţa conexiunii de reacţie.

La reacţia pozitivă $(1-\beta A)$ amplificarea A' creşte cu creşterea lui β atunci cînd $\beta A < 1$, şi reacţia este „regenerativă". Atunci cînd reacţia este negativă $(1+\beta A)$, factorul A' depinde doar de β atunci cînd $\beta A >> 1 \left(A' \cong \frac{1}{\beta}\right)$ şi amplificarea nu va depinde de frecvenţa dacă β nu depinde de frecvenţă, banda de trecere a amplificatorului mărindu-se. În acest caz este vorba despre o reacţie „degenerativă".

Rezistenţa de intrare a amplificatorului în absenţa reacţiei este dată de relaţia :

$$R_{in} = \frac{V_{in}}{i_{in}} \qquad \text{(V.12.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

În prezența reacției rezistența de intrare este :

$$R_{in} = \frac{V_S}{i_{in}}. \qquad \text{(V.13.)}$$

Din relația V.9, ținînd cont de V.10, rezultă :

$$V_{in} = V_S \pm \beta \cdot A \cdot V_{in}, \qquad \text{(V.14.)}$$

de unde :

$$V_S = V_{in}\,(1 \pm \beta\, A). \qquad \text{(V.15.)}$$

În aceste condiții rezistența de intrare R'_{in} se scrie :

$$R'_{in} = \frac{V_S}{i_{in}} = \frac{V_{in}\,(1 \mp \beta A)}{i_{in}} = R_{in}\,(1 \mp \beta \cdot A). \qquad \text{(V.16.)}$$

Din V.16 se observă că R'_{in} crește, cu creșterea lui β pentru reacția negativă și descrește odată cu creșterea lui β pentru reacția pozitivă.

Reacția de curent este exemplificată în fig. V.5. În acest caz :

$$V_0 = AV_{in} - I_L\,(R_0 + R_f) \qquad \text{(V.17.)}$$

în care R_0 este rezistența de ieșire a amplificatorului iar R_f rezistența de reacție. În același timp se poate scrie relația :

$$V_{in} = V_S + I_L\,R_f. \qquad \text{(V.18.)}$$

Eliminînd pe V_{in} din cele două relații, rezultă :

$$V_0 = AV_S - I_L \cdot [R_0 + R_f\,(1 - A)]. \qquad \text{(V.19.)}$$

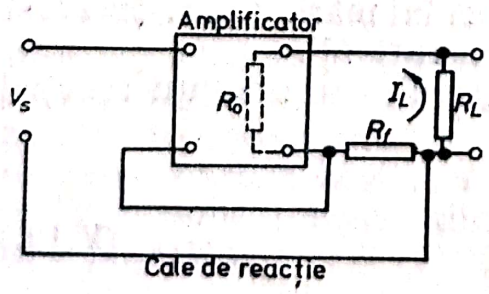
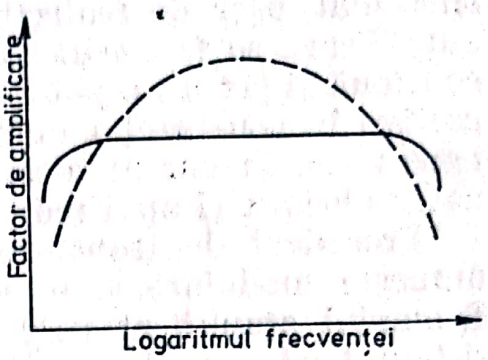


Fig. V.5. — Reacția de curent la un amplificator.

Scanned with OKEN Scanner

Fig. V.6. — Răspunsul unui amplificator la frecvență.



Reacția negativă de curent duce la creșterea rezistenței de intrare și micșorează distorsiunile semnalului de curent la ieșire care pentru $V_0 = I_L R_L$ se poate extrage din relația (V.19):

$$I_L = \frac{A V_S}{R_L + R_0 + R_f (1 - A)}, \qquad \text{(V.20.)}$$

Atunci cînd $AR_f \gg 1$; $I_L \cong -\frac{V_S}{R_f}$ și se poate constata că I_L este independent de A și de rezistența de sarcină. Reacția negativă de curent oferă o bună stabilizare de curent pentru o rezistență de ieșire ridicată.

Un caz interesant este acela cînd la o reacție pozitivă $|\beta A| = 1$. Amplificarea $A' = \infty$ și circuitul începe să autooscileze. Din acest motiv este necesar ca la realizarea unui montaj cu reacție pozitivă $\beta A \neq 1$ pentru ca amplificatorul să nu devină oscilator.

Acest caz particular ridică problema răspunsului amplificatorului la frecvență. Așa cum se vede din fig. V.6, în lipsa reacției factorul de amplificare este influențat de variațiile de frecvență, după o curbă ce posedă un maximum (linia punctată), spre deosebire de cazul în care circuitul amplificatorului posedă o reacție, și cînd factorul de amplificare este practic constant pentru o anumită bandă de frecvență (linia continuă).

V.3. AMPLIFICATORUL POTENȚIOMETRIC

În paragraful V.1 s-au specificat dificultățile care apar la amplificarea curentului continuu (c.c.). În comparație cu amplificatoarele de curent continuu, amplificatoarele de curent alternativ

sînt mai uşor de realizat, deoarece cuplajele între etajele de amplificare se fac prin condensatori care elimină componenta continuă şi permit o polarizare mai simplă şi eficace. Din aceste motive în construcţia unor instrumente s-a recurs la transformarea c.c. în curent alternativ, amplificarea curentului alternativ obţinut şi apoi redresarea lui.

Procedeul de transformare a c.c. în curent alternativ se numeşte modulare şi se realizează cu un vibrator (*chopper*). Semnalul amplificat este apoi redresat într-un demodulator, sistemul aducînd în acest fel o bună stabilitate amplificării.

Un montaj care îmbină ingenios avantajele tehnicii de nul cu modul de amplificare specificat anterior este amplificatorul potenţiometric.

În principiu schema unui amplificator potenţiometric se prezintă ca în fig. V.7.

Vibratorul conectează alternativ tensiunile V_n şi V_r, iar amplificatorul amplifică orice diferenţă $V_n - V_r$ cu un factor ridicat de amplificare A. Semnalul amplificat este demodulat (convertit din nou în c.c.) de un demodulator şi filtrat, astfel încît la ieşire să obţinem o tensiune continuă :

$$V_0 = A\, V_{in}. \qquad \text{(V.21.)}$$

O fracţiune din tensiunea de la ieşire este reintrodusă la intrare ca tensiune de referinţă :

$$V_r = \beta\, V_0. \qquad \text{(V.22.)}$$

Dacă tensiunea la intrarea amplificatorului este :

$$V_{in} = V_n - V_r, \qquad \text{(V.23.)}$$

prin eliminarea lui V_{in} şi V_r din relaţia V.23 utilizînd relaţiile V.21 şi V.22 obţinem :

$$V_0 = V_n \frac{A}{1 + A \cdot \beta}. \qquad \text{(V.24.)}$$

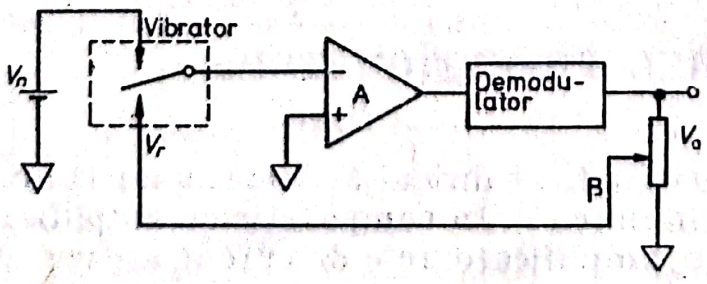


Fig. V.7. — Schema de principiu a unui amplificator potenţiometric.

Scanned with OKEN Scanner

Atunci cînd $A\beta >> 1$ relaţia V.24 devine :

$$V_0 = \frac{V_n}{\beta} \qquad \text{(V.25.)}$$

sau :

$$\frac{V_0}{V_n} = \frac{1}{\beta}. \qquad \text{(V.26.)}$$

Pentru $\beta = 1$, $V_0 = V_n$ şi circuitul lucrează ca repetor de tensiune. La echilibru rezistenţa de intrare devine foarte mare, curentul consumat de amplificator fiind neglijabil. Aceasta este de fapt o caracteristică a tehnicilor de nul. Circuitul este capabil să menţină o tensiune de „referinţă" egală cu o tensiune necunoscută.

În cele ce urmează se va expune modul de funcţionare şi caracteristicile unui amplificator potenţiometric, care foloseşte ca vibrator un dispozitiv de „comutare" optic. Schema bloc a unui astfel de circuit este dată în fig. V.8.

În acest circuit, două lămpi cu neon (Ne_1 şi Ne_2) trimit alternativ cu o frecvenţă bine determinată pulsuri luminoase la două fotorezistenţe (FR_1, FR_2). În acest mod tensiunea de intrare şi tensiunea de referinţă selectată apar alternativ la intrarea unui preamplificator, PA. De la ieşirea PA se obţin două semnale alternative în opoziţie de fază. Ambele reprezintă diferenţa $(V_n - V_r)$ amplificată. Demodulatorul DM, dirijat de către aceleaşi pulsuri care comandă şi lămpile cu neon, preia semnalele alternative de la PA şi le converteşte într-unul continuu egal cu diferenţa celor două mărimi (intrare, respectiv referinţă). Semnalul continuu astfel obţinut este aplicat la

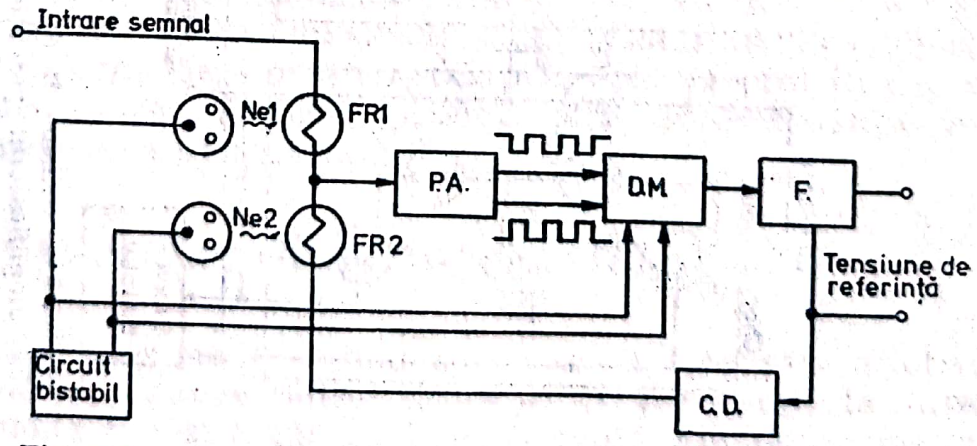


Fig. V.8. — Schema bloc a unui amplificator cu „chopper" optic.

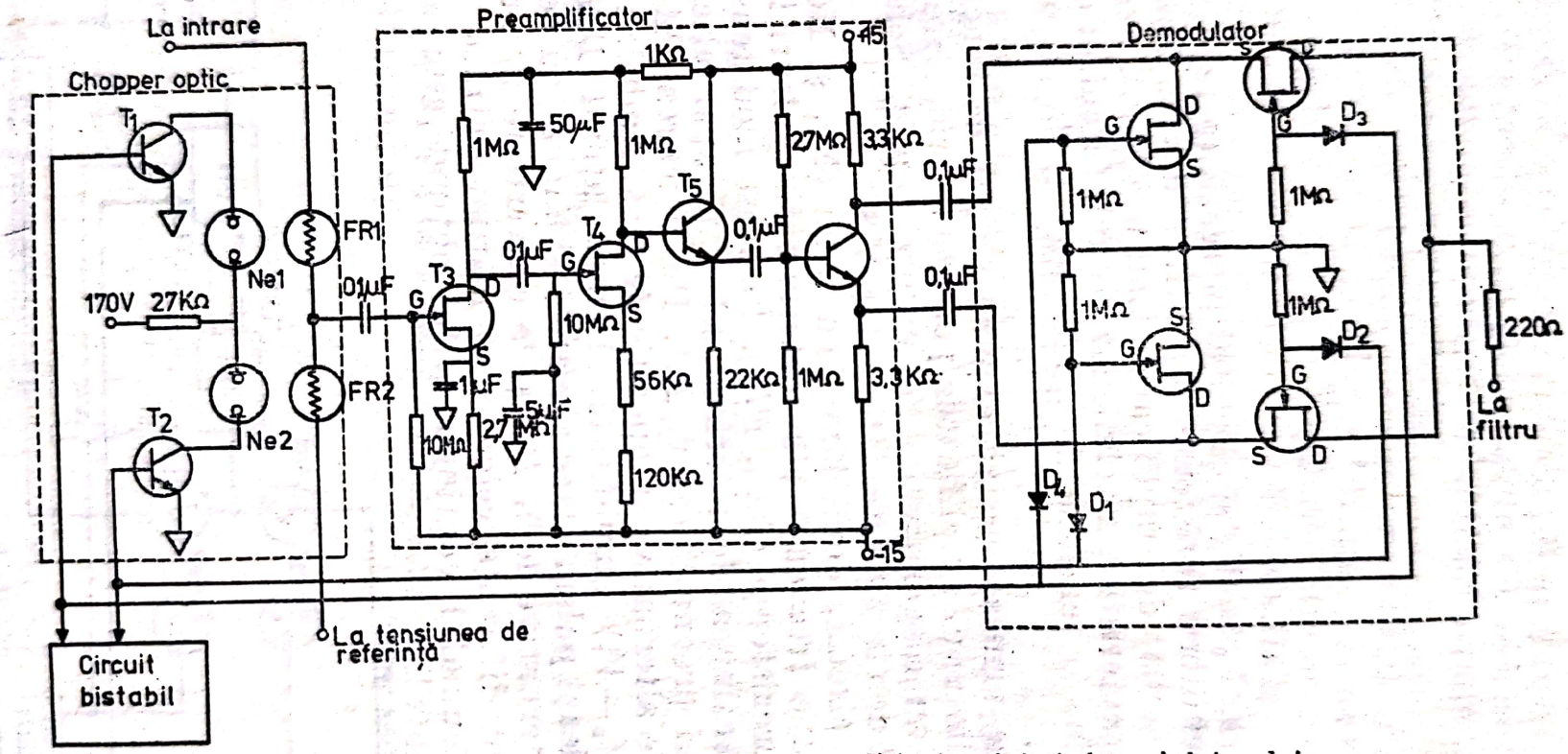


Fig. V.9. — Schema în detaliu a chopperului optic, preamplificatorului și demodulatorului la amplificatorul potențiometric.

ieşire prin intermediul filtrului F şi introdus la un comutator în decade CD, de unde se obţine tensiunea de referinţă.

Tensiunea de referinţă astfel obţinută urmăreşte variaţiile de tensiune de la intrare şi schimbările semnalului de ieşire la intervale bine determinate.

În fig. V.9 este redată schema detaliată a „chopperului optic", preamplificatorului şi demodulatorului.

Lămpile cu neon Ne_1 şi Ne_2 din circuitul fotochopperului sînt dirijate de două tranzistoare T_1 şi T_2 care funcţionează ca şi elemente de comutaţie. Pe bazele acestora (T_1, T_2) se trimit pulsuri de la un circuit bistabil (vezi cap. X) cu o frecvenţă de cca 200 Hz. Cele două ieşiri ale bistabilului sînt în opoziţie, fapt care duce la aprinderea alternativă a becurilor cu neon. În consecinţă, cînd una, cînd cealaltă dintre fotorezistenţe va conduce, aplicînd în punctul comun C, cînd semnalul de intrare cînd cel de referinţă. Semnalul astfel rezultat este introdus în preamplificatorul PA. Tranzistoarele cu efect de cîmp T_3 şi T_4 efectuează o amplificare de tensiune, tranzistorul T_5 este un repetor pe emitor şi realizează o amplificare de curent. Tranzistorul T_6 are rolul de a furniza două semnale în opoziţie. Cînd acest tranzistor conduce semnalul, apare pe emitor, cînd nu conduce, semnalul apare pe colector. Aceste două semnale sînt preluate de către demodulator (tranzistoarele $T_7 - T_{10}$). Prin diodele D_1 şi D_4 se asigură funcţionarea alternativă a celor două jumătăţi ale demodulatorului. Astfel cînd funcţionează becul Ne_1, diodele D_4 şi D_2 au catodul la o tensiune pozitivă şi nu vor conduce în schimb D_1 şi D_3 conduc, legînd la masă porţile tranzistoarelor T_8 şi T_9. T_7 conducînd leagă şi sursa lui T_9 la masă aşa că semnalul de la colectorul lui T_6 nu trece mai departe. La ieşirea demodulatorului va apare semnalul de la emitorul lui T_6, trecînd prin tranzistorul T_{10}. Cînd va funcţiona becul Ne_2 conduce cealaltă jumătate a circuitului de demodulare. Semnalul demodulat se divizează prin comutatorul în decade, fracţiunea selectată fiind trimisă prin fotorezistenţa FR_2 a intrarea preamplificatorului.

V.4. AMPLIFICATORUL OPERAŢIONAL

Amplificatoarele de curent continuu caracterizate printr-un factor de amplificare ridicat ($A = 10^4$), o rezistenţă de intrare foarte mare şi rezistenţă de ieşire scăzută sînt cunoscute sub numele de amplificatoare operaţionale.

Scanned with OKEN Scanner

În principiu un amplificator operaţional are ca prim etaj de amplificare un amplificator diferenţial (fig. V.10a) urmat de o serie de etaje de amplificare în curent continuu.

Aceste amplificatoare se construiesc din componente discrete sau sub formă de circuite integrate. În fig. V.10a este redată schema unui amplificator operaţional de producţie indigenă β A 741 circuit integrat.

Amplificatoarele operaţionale (A.O.) posedă două borne de intrare (vezi fig. V.10b), o bornă de ieşire şi o bornă de masă.

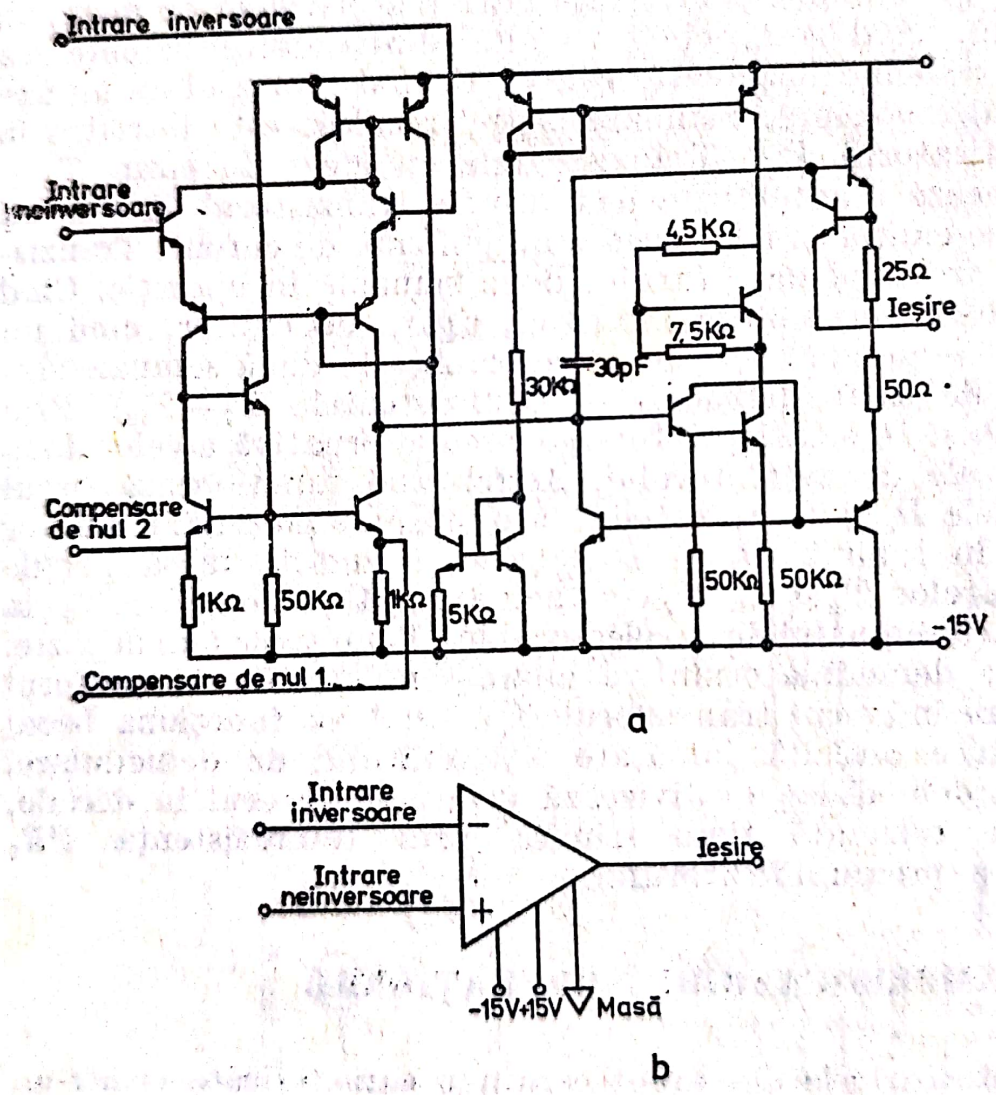
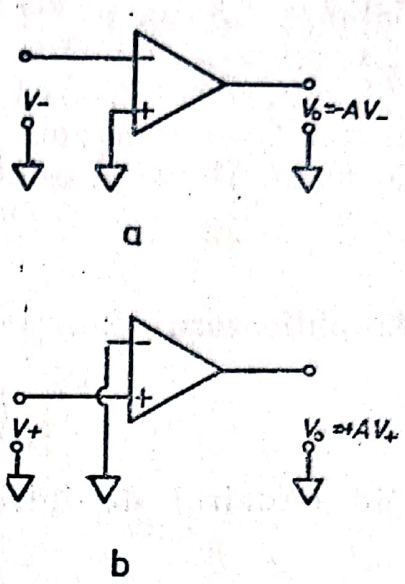


Fig. V.10. — a. Schema detaliată a unui amplificator operaţional βA 741 — IPRS Băneasa; b. Simbolul unui amplificator operaţional.

Scanned with OKEN Scanner

Fig. V.11. — Amplificatorul operațional: a. inversor; b. neinversor.



Așa cum este de așteptat, tensiunea de ieșire este proporțională cu tensiunea de intrare prin factorul de amplificare A, conform relației:

$$V_0 = AV_{in}, \qquad \text{(V.27.)}$$

în care:

$$V_{in} = V_+ - V_-. \qquad \text{(V.28.)}$$

Datorită rezistenței de intrare mari, curenții de intrare în *A.O.* sînt neglijabili, de aceea în calculele care urmează vom ține cont de această aproximație.

Dacă în relația V.28 anulăm tensiunea V_+ (practic legînd polul + la masă), obținem prin amplificare:

$$V_0 = -AV_-. \qquad \text{(V.29.)}$$

Așadar, prin conexiunea specificată anterior este posibil să efectuăm o dată cu amplificarea unui semnal (fig. V.11.a) și inversarea lui. Dacă însă efectuăm legarea polului — la masă atunci obținem doar o amplificare a semnalului pe care îl prelucrăm (vezi fig. 11.b).

V.4.1. REACȚIA LA AMPLIFICATOARELE OPERAȚIONALE

Cu toate performanțele pe care le posedă *A.O.* sînt și ei influențați de o serie de parametri exteriori. Din acest motiv introducerea unui dispozitiv pasiv (rezistență, capacitate,

Scanned with OKEN Scanner

bobină) în reacţia *A.O.* nu poate decît să-i îmbunătăţească funcţionarea.

Dacă între ieşirea şi intrarea inversoare a unui *A.O.* se introduce o rezistenţă (reacţie negativă), R_f, atunci tensiunea de ieşire V_0 va fi dată de relaţia :

$$V_0 = -AV_n. \tag{V.30.}$$

Amplificatorul funcţionînd ca inversor,

$$(V_+ = 0) \text{ (fig. V.11a).}$$

Din circuitul de intrare :

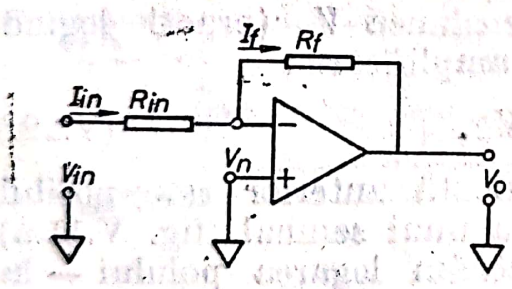
$$V_n = V_{in} - R_{in}I_{in}. \tag{V.31.}$$

De aici rezultă :

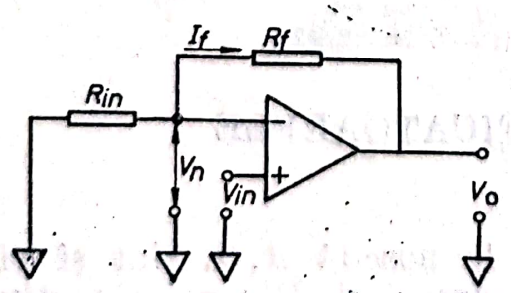
$$I_{in} = \frac{V_{in} - V_n}{R_{in}}. \tag{V.32.}$$

Pe de altă parte :

$$I_f = \frac{V_n - V_0}{R_f}. \tag{V.33.}$$



a



b

Fig. V.12. — Reacţia la amplificatoarele operaţionale.

Scanned with OKEN Scanner

Relaţiile V.30, V.32 şi V.33 sînt principalele în tehnica de calcul şi ne pot duce prin prelucrări succesive, în condiţiile de aproximaţie amintite la începutul acestui paragraf, la concluzii interesante.

A.O. Utilizează reacţia negativă şi fără inversarea semnalului de intrare (fig. V.12.b). În acest caz :

$$V_n = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_f} \cdot V_0. \qquad \text{(V.34.)}$$

Pe de altă parte, din relaţia de bază :

$$V_0 = A\,(V_{in} - V_n). \qquad \text{(V.35.)}$$

Eliminînd pe V_n din relaţiile V.34 şi V.35 rezultă :

$$V_0 = V_{in} \frac{A}{1 + A \cdot \dfrac{R_{in}}{R_{in} + R_f}} \qquad \text{(V.36.)}$$

care în condiţiile $A \gg 1$ va deveni :

$$V_0 = V_{in} \frac{R_f + R_{in}}{R_{in}}. \qquad \text{(V.37.)}$$

V.4.2. MĂSURĂTORI DE CURENT ŞI TENSIUNE CU A.O.

Folosirea reacţiei reduce mult din eventualele distorsiuni ale semnalului la ieşirea amplificatorului operaţional, aşa încît procedeul prin consecinţele sale este foarte util în tehnicile de măsurare ale curenţilor şi tensiunilor.

În montajul din fig. V.13, căderea de tensiune pe rezistenţa de reacţie este dată de diferenţa $(V_n - V_0)$ care în acord cu relaţia V.30 va deveni :

$$V_n - V_0 = V_n + AV_n = V_n(1 + A). \qquad \text{(V.38.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

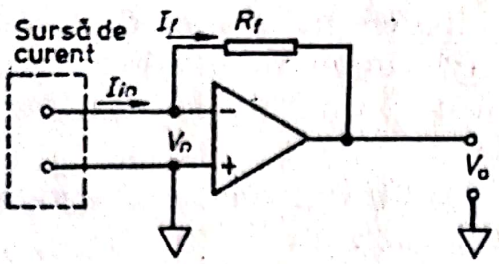


Fig. V.13. — Amplificarea de curent cu amplificatoare operaționale.

În acest caz curentul prin R_f va fi dat de:

$$I_f = \frac{V_n - V_0}{R_f} = \frac{V_n(1+A)}{R_f}. \qquad \text{(V.39.)}$$

Deoarece rezistența de intrare a *A.O.* este foarte mare, prin *A.O.* circulă un curent foarte mic și $I_{in} = I_f$. Relația V.39 se scrie cu condiția de mai sus:

$$I_{in} = \frac{V_n(1+A)}{R_f} \qquad \text{(V.40.)}$$

sau:

$$V_n = \frac{I_{in} R_f}{1+A}. \qquad \text{(V.41.)}$$

Ținînd cont de relația V.41, relația V.30 se scrie acum:

$$V_0 = -\frac{A}{1+A} R_f I_{in}. \qquad \text{(V.42.)}$$

Deoarece A este foarte mare (10^4), la limită V.42 devine:

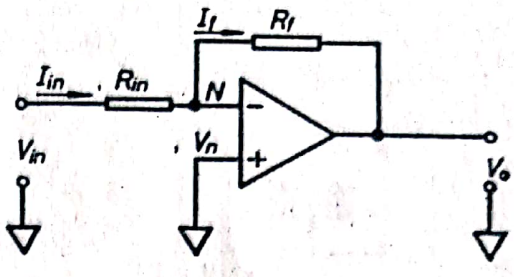
$$V_0 = -R_f I_{in}. \qquad \text{(V.43.)}$$

S-a obținut așadar o legătură între tensiunea de la ieșirea *A.O.* și curentul de la intrare. Montajul din fig. V.13 este un *amplificator de curent* cu *amplificare controlabilă*. Este clar că pentru curenți foarte mici la intrarea *A.O.* și rezistențe mari de reacție vom obține tensiuni măsurabile cu aparate obișnuite de laborator.

O situație analogă se întîlnește atunci cînd este vorba de măsurarea tensiunilor (fig. V.14). În acest montaj, conform

Scanned with OKEN Scanner

Fig. V.14. — Amplificare de tensiune cu amplificatori operaţionali.



aproximaţiei noastre $I_{in} \approx I_f$ şi din relaţiile V.32 şi V.33 rezultă că:

$$\frac{V_{in} - V_n}{R_{in}} = \frac{V_n - V_0}{R_f}. \qquad \text{(V.44.)}$$

Deoarece $A \gg 1$, şi V_n este aproape nul:

$$\frac{V_{in}}{R_{in}} = -\frac{V_0}{R_f}, \qquad \text{(V.45.)}$$

adică:

$$V_0 = -V_{in}\frac{R_f}{R_{in}}. \qquad \text{(V.46.)}$$

Cu alte cuvinte, montajul din fig. V.14 funcţionează ca *amplificator de tensiuni*, amplificarea fiind uşor controlabilă prin alegerea unui raport R_f/R_{in} adecvat.

Deoarece factorul de amplificare al *A.O.* este mare, iar primele etaje diferenţiale din structura lui sînt compensate, este foarte importantă perfecta identitate a intrărilor pozitive, respectiv negative. Din acest motiv înainte de a efectua măsurarea unei mărimi foarte mici se procedează la o „corectare" a funcţionării unui *A.O.* după o schemă care se prezintă ca în fig. V.15. Prin punerea la pămînt a bornei (—) inversoare, şi introducerea unui raport R_f/R_{in} relativ mare, se obţine basculînd potenţiometrul de balans o tensiune nulă la ieşirea *A.O.* O condiţie esenţială a funcţionării *A.O.* ca „detector" de semnale mici este ca sursa de alimentare a acestuia să fie bine stabilizată.

Scanned with OKEN Scanner

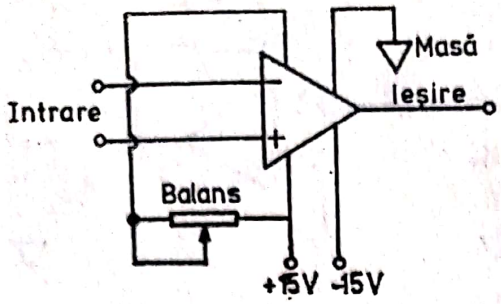
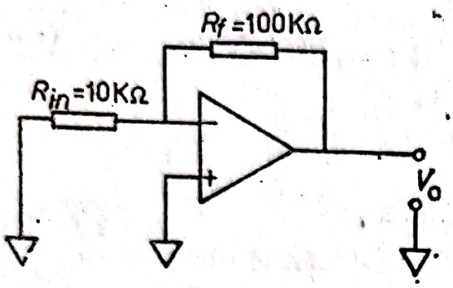


Fig. V.15. — „Corectarea" unui amplificator operaţional.



V.4.3. CALCUL ANALOGIC CU AMPLIFICATOARE OPERAŢIONALE

Datorită versatilităţii şi simplităţii sale calculul analogic a pătruns în domenii din cele mai diverse ale automatizării. Acesta utilizează mărimi cu variaţie continuă, normală, cu valori cuprinse între anumite limite $\pm U$ ($u = 1, 10, 100$ V). *A.O.* este unul din elementele de bază ale calculatoarelor analogice.

În cele ce urmează se vor enunţa cîteva din operaţiile pe care le efectuează în mod frecvent un *A.O.*

A.O. ca *sumator* este de fapt un circuit cu mai multe intrări. Fiecărei intrări i se aplică o anumită tensiune $V_n (n = 1, 2, \ldots)$ (fig. V.16).

Suma curenţilor în punctul N, conform teoremei lui Kirchoff, este chiar curentul prin rezistenţa de reacţie:

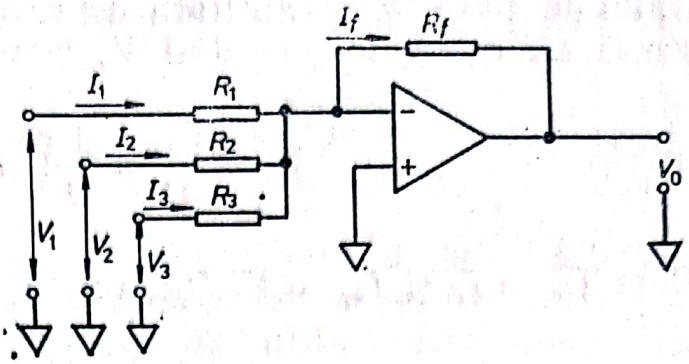
$$I_f = I_1 + I_2 + I_3. \qquad \text{(V.47.)}$$

Pe de altă parte, $V_f = -V_0$ şi deci:

$$\frac{V_f}{R_f} = \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3}. \qquad \text{(V.48.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

Fig. V.16. — *A.O.* ca sumator de tensiuni.



Aşadar :

$$V_f = V_1 \cdot \left(\frac{R_f}{R_1}\right) + V_2 \cdot \left(\frac{R_f}{R_2}\right) + V_3 \cdot \left(\frac{R_f}{R_3}\right) \quad \text{(V.49.)}$$

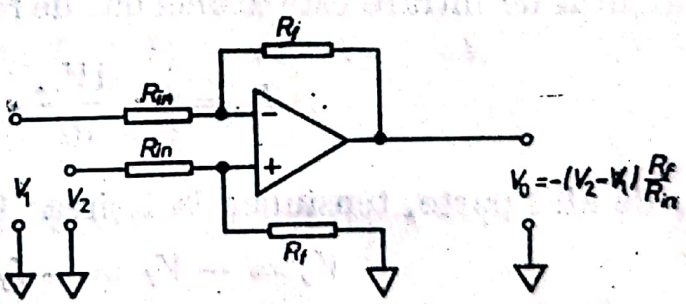
În situaţia în care $R_f = R_1 = R_2 = R_3$, relaţia V.49 devine:

$$-V_0 = V_f = V_1 + V_2 + V_3, \quad \text{(V.50.)}$$

A.O. lucrînd ca sumator de tensiuni. Atunci cînd utilizăm *A.O.* după schema de bază (vezi fig. V.17), acesta lucrează ca scăzător de tensiuni.

A.O. se poate utiliza şi ca *integrator*. În acest caz rezistenţa din reacţie se substituie de obicei cu o capacitate (fig. V.18). Curentul de intrare este I_{in}. Capacitatea acumulează în inter-

Fig. V.17. — *A.O.* ca scăzător de tnsiuni.



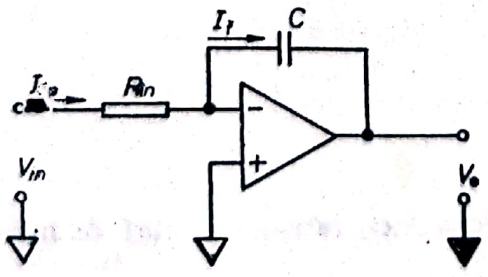


Fig. V.18. -- Circuit de derivare cu *A.O.*

valul de timp dt o cantitate de sarcini $dq = I_f dt$, care realizează diferența de potențial V_c între plăcile condensatorului.

$$V_c = \frac{Q}{C} = \frac{1}{C}\int_{t_2}^{t_1} I_f \, dt. \qquad \text{(V.51.)}$$

Cum $I_{in} = I_f$ și $I_{in} = V_{in}/R_{in}$ relația V.51 se scrie :

$$V_c = \frac{1}{C}\int_{t_1}^{t_2} \frac{V_{in}}{R_{in}} \, dt \qquad \text{(V.52.)}$$

$$-V_o = V_c = \frac{1}{CR_{in}}\int_{t_1}^{t_2} V_{in} \, dt. \qquad \text{(V.53.)}$$

Dacă tensiunea la intrarea *A.O.* este constantă în timp, atunci tensiunea la ieșire V_0 este funcție de un factor constant $K = V_{in}/R_{in}C$ și timp :

$$-V_0 = K\int_{t_1}^{t_2} dt = K \cdot \Delta t. \qquad \text{(V.54.)}$$

Circuitul de *derivare* diferă de acela de integrare prin faptul că în acest caz rezistența de intrare se înlocuiește cu o capacitate (fig. V.19).
Curentul de intrare este atunci dat de relația :

$$I_{in} = C \cdot \frac{dV_{in}}{dt}. \qquad \text{(V.55.)}$$

Pe de altă parte, tensiunea la ieșirea *A.O.* va fi dată de :

$$V_0 = -V_f = -I_f R_f. \qquad \text{(V.56.)}$$

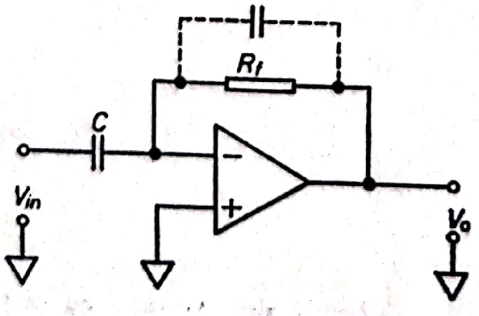


Fig. V.19. — A.O. într-un montaj de integrare.

Scanned with OKEN Scanner

În conformitate cu aproximaţiile noastre ($I_f = I_{in}$), relaţia V.56 devine :

$$V_o = -V_f = -R_f C \frac{dV_{in}}{dt}. \qquad (V.57.)$$

Circuitul de derivare ridică probleme în cazul aplicării la intrare a unui semnal variabil în timp, deoarece la ieşire există toate şansele ca zgomotul introdus să distorsioneze semnalul, deoarece este şi el amplificat. Din acest motiv, pentru a limita influenţa zgomotului la ieşire, mai ales pentru frecvenţe ridicate, se introduce un condensator de valoare mică peste rezistenţa de reacţie. În acest mod se realizează o „netezire" a semnalului la ieşire.

În tehnicile experimentale este necesar uneori să se *logaritmeze* mărimile care provin de la surse de semnal primare. Operaţia de logaritmare se poate efectua cu rezultate bune, utilizînd *A.O.* şi proprietăţile joncţiunilor semiconductoare. În acest mod semnalele care ne provin de exemplu de la un tub fotomultiplicator (spectroscopie) sau un contor (numărarea de particole) se pot prelucra cu ajutorul unui dispozitiv de calcul logaritmic astfel încît obţinem direct conversia dorită.

În montajul propus s-a introdus în reacţia *A.O.* o diodă (fig. V.20)

S-a arătat în capitolul III (relaţia III.4) că între curent şi tensiune (la joncţiunile semiconductoare) există o legătură logaritmică, pentru valori mici ale tensiunii :

$$V_f = a(\log I_f + b) = a \log I_f + ab. \qquad (V.58.)$$

Reamintim faptul că $I_{in} = I_f$:

$$V_f = a(\log I_{in} + b) = a \log I_{in} + ab, \qquad (V.59.)$$

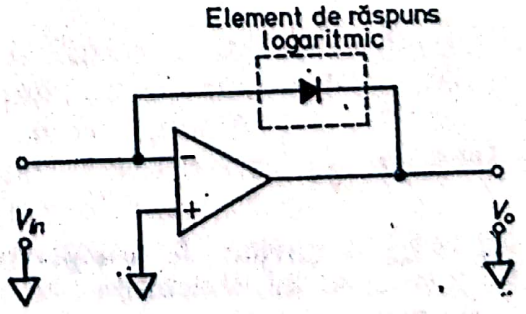


Fig. V.20. — Dispozitiv de logaritmare cu *A.O.*

Scanned with OKEN Scanner

unde :

a şi *b* sînt constante care depind respectiv de temperatură şi tipul de joncţiune.

Deci tensiunea la ieşire se poate scrie :

$$-V_0 = f\ (\log I_{in}). \qquad \text{(V.60.)}$$

În reacţia *A.O.* se pot intoduce şi tranzistoare care funcţionînd ca diode furnizează la rîndul lor un răspuns logaritmic. De fapt diversitatea construcţiilor rezolvă cu succes probleme legate de obţinerea logaritmului unui raport (fig. V.21), cologaritmului, sau oricăror alte chestiuni legate de automatizarea şi controlarea unor procese industriale sau de laborator.

Uneori este necesar să se realizeze o *comparaţie* între două semnale de valori foarte apropiate. Acest lucru este posibil dacă se utilizează un *A.O.* într-un montaj de comparare (fig. V.22.).

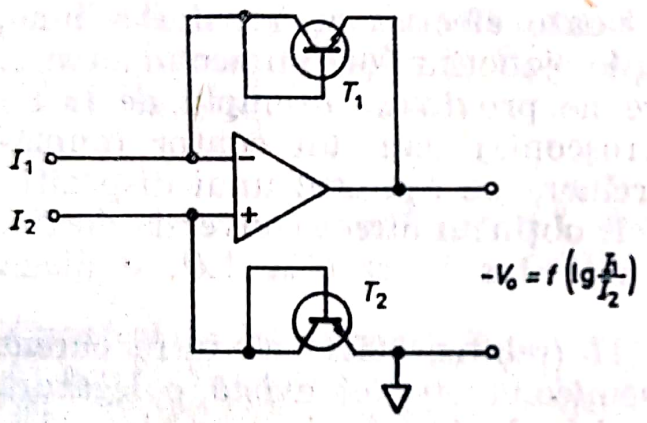


Fig. V.21. — Circuit pentru determinarea logaritmului unui raport.

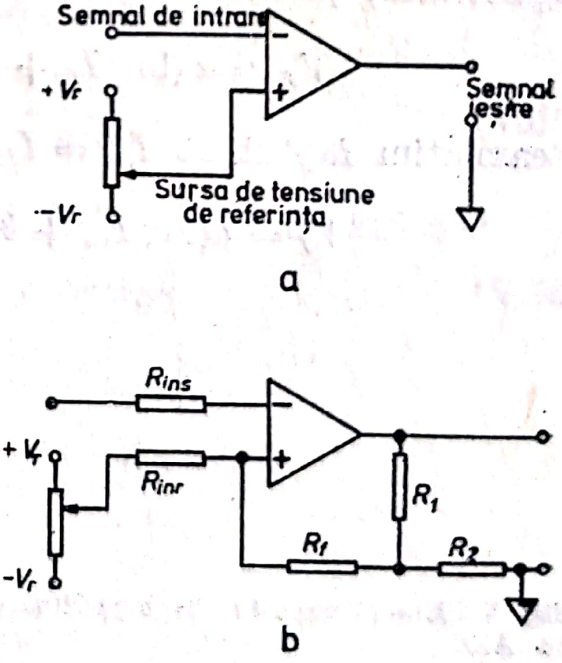


Fig. V.22. — Circuit de comparare cu *A.O.* a. în buclă deschisă ; b. în buclă închisă.

Scanned with OKEN Scanner

În acest caz la intrarea neinversoare a *A.O.* se introduce o tensiune de referinţă V_r, iar semnalul care trebuie „controlat" se introduce la intrarea inversoare, amplificatorul operînd în buclă deschisă (fig. V.22.a).

Să presupunem că la intrarea inversoare am introdus un semnal $(V_r + V_r A^{-1})$, care după cum se vede este cu o fracţiune $V_r A^{-1}$ $(A \cong 10^4)$ mai mare decît tensiunea de referinţă. Conform relaţiei V.1 obţinem la ieşire o tensiune.

$$V = A \cdot [V_r - (V_r + V_r A^{-1})] = -V_r. \qquad (V.61.)$$

Dacă la intrarea inversoare a *A.O.* s-ar introduce o tensiune $(V_r - V_r A^{-1})$, la ieşire conform aceleiaşi relaţii (V.1) se va obţine tensiunea :

$$V = A \cdot [V_r - (V_r - V_r A^{-1})] = +V_r. \qquad (V.62.)$$

Cu alte cuvinte, dacă semnalul la intrare este mai mare sau mai mic cu fracţiunea $(V_r A^{-1})$ faţă de tensiunea de referinţă V_r, atunci la ieşirea amplificatorului operaţional se va obţine tensiunea $+V_r$, care poate să constituie un semnal pentru o interfaţă digitală.

De exemplu, dacă semnalul de referinţă aplicat la intrarea neinversoare este de 5 V iar semnalul aplicat la intrarea inversoare este mai mare decît acesta cu 0,5 mV, pentru un *A.O.* cu $A \approx 10^4$ obţinem la ieşire un semnal de −5V.

Introducerea unei reacţii pozitive prin divizarea tensiunii la ieşire micşorează sensibilitatea comparatorului, dar măreşte „imunitatea" lui la zgomote (fig. V.22.b).

Adeseori este necesară utilizarea unei tensiuni după un oarecare interval de timp de la generarea acesteia, fie în scopul de a o măsura, fie a o compara cu o alta. În acest sens se utilizează aşa-numita *memorie analogică*, care este un dispozitiv ce poate „înmagazina" o tensiune pentru un interval oarecare de timp.

Acest lucru este posibil prin încărcarea unui condensator la valoarea tensiunii ce trebuie măsurată, urmînd ca atunci cînd este necesar această valoare să fie „citită".

Cea mai simplă memorie analogică utilizează proprietăţile unui montaj repetor de tensiune (fig. V.23).

Condensatorul *C* este legat la intrarea neinversoare a unui *A.O.*, cu rezistenţa de intrare mare.Semnalul de memorat se

Scanned with OKEN Scanner

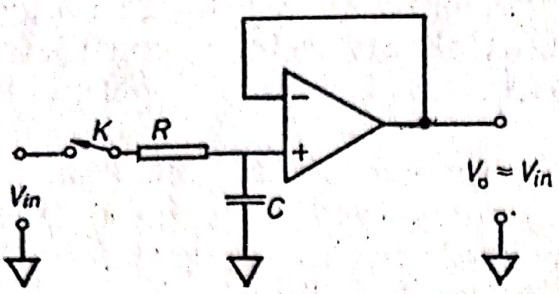


Fig. V.23. — Memoria analogică.

aplică printr-o rezistenţă R şi un comutator K la această intrare. După ce condensatorul s-a încărcat la valoarea V_{in}, comutatorul se poate deschide şi semnalul iniţial este îndepărtat. Condensatorul încărcat face ca la ieşirea *A.O.* să se menţină o tensiune egală cu V_{in}. Teoretic această cădere de tensiune ar trebui să se menţină mult în timp, atît la ieşirea cît şi la intrarea *A.O.*; practic însă, datorită curenţilor de intrare finiţi în *A.O.* şi „rezistenţei" comutatorului, condensatorul se descarcă şi această cădere de tensiune se modifică în timp. Totuşi variaţiile tensiunii stocate se pot micşora prin utilizarea unui *A.O.* cu rezistenţă foarte mare de intrare şi a unui comutator cu rezistenţă mare de „ieşire".

Timpul necesar înmagazinării este decis de constanta $R.C$. Se ştie din capitolul II că un condensator va fi practic încărcat numai după un timp ce depăşeşte 5 RC.

În funcţie de timpul în care semnalul trebuie înmagazinat se alege valoarea lui R şi C.

V.4.4. SIMULARE CU AMPLIFICATOARE OPERAŢIONALE

Un *A.O.* este capabil să efectueze operaţii de numărare, scădere, diferenţiere şi integrare, aşa cum am observat în paragrafele precedente.

Datorită posibilităţilor de calcul, amintite anterior, *A.O.* pot în anumite montaje să rezolve diverse probleme matematice, uneori destul de dificile. Această tehnică de rezolvare mai este cunoscută şi sub numele de simulare.

Scanned with OKEN Scanner

În cele ce urmează; se va expune modul în care un montaj cu amplificatoare operaţionale este capabil să rezolve un sistem de trei ecuaţii cu trei necunoscute, liniar, neomogen, de forma :

$$\begin{cases} a_1x + b_1y + c_1z = d_1 \\ a_2x + b_2y + c_2z = d_2 \\ a_3x + b_3y + c_3z = d_3. \end{cases}$$

Ecuaţiile sistemului se pot rearanja astfel încît acesta se va putea scrie sub următoarea formă :

$$\frac{x}{b_1c_1} + \frac{y}{a_1c_1} + \frac{z}{a_1b_1} - \frac{d_1}{a_1b_1c_1} = 0 \qquad \text{(V.63.)}$$

$$\frac{x}{b_2c_2} + \frac{y}{a_2c_2} + \frac{z}{a_2b_2} - \frac{d_2}{a_2b_2c_2} = 0 \qquad \text{(V.64.)}$$

$$\frac{x}{b_3c_3} + \frac{y}{a_3c_3} + \frac{z}{a_3b_3} - \frac{d_3}{a_3b_3c_3} = 0 \qquad \text{(V.65.)}$$

Sub această formă ecuaţiile (V.63—V.65) ne arată că este suficient să folosim procedee de divizare şi adunare într-o combinaţie electronică cu trei *A.O.*

De exemplu, mărimea tensiunii la ieşirea *A.O.*1. este chiar valoarea lui x, deoarece se observă că *A.O.*1 efectuează operaţia :

$$x = b_1c_1 \cdot \left(-\frac{y}{a_1c_1} - \frac{z}{a_1b_1} + \frac{d_1}{a_1b_1c_1} \right); \qquad \text{(V.66.)}$$

în acord cu ecuaţia V.63 şi V.47. Pentru a realiza o unitate matematică între cele 3 soluţii, valorile lui y respectiv z din ecuaţia V.66 sînt aduse la intrarea lui *A.O.*1 de la ieşirile lui *A.O.*2, respectiv *A.O.*3, divizîndu-se cu a_1c_1, respectiv a_1b_1 (vezi fig. V.24).

Scanned with OKEN Scanner

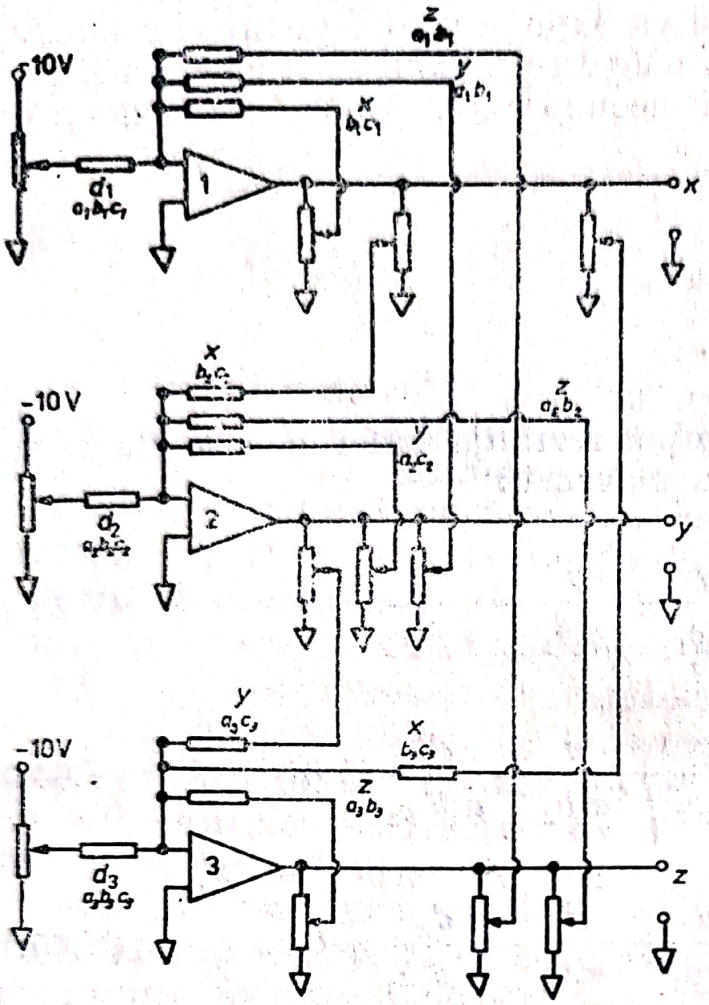


Fig. V.24. — Rezolvarea unui sistem de ecuații cu un montaj de simulare.

În același mod operează *A.O.*2 și *A.O.*3. Deoarece între cele trei amplificatoare există conexiunile anterior menționate, soluția sistemului este unică.

BIBLIOGRAFIE

1. I. DANCEA, *Calculatoare electronice și programare*, Inst. Politehnic, Cluj, 1970.
2. A. PETRESCU, *Calculatoare automate și programare*, Ed. Didactică și Pedagogică, 1973.
3. S. SEELY, *Electronic Circuits*, Holt, Rinehart and Winston, New-York, 1968.
4. G. E. TOBEY, G. J. GRAEME și L. P. HUELSMAN, *Operational Amplifiers*, McGraw-Hill, New-York, 1971.

Scanned with OKEN Scanner

5. J. EIMBINDER, *Application Considerations for Linear Integrated Circuits*, Wiley, Interscience, New-York, 1970.
6. B. M. OLIVER şi J. M. CAGE, *Electronic Measurements and Instrumentation*, Mc Graw-Hill, New-York, 1971.
7. J. I. SMITH, *Modern Operational Cirrcuit Design*, Wiley-Interscience, New-York, 1971.
8. * * *, *Tranzistor Manual*, ed. a VII-a, General Electric Co., 1964.
9. A. BARNA, *Operational Amplifiers*, Wiley and Sons, New-York, 1971.
10. * * *, *The integrated Circuits Catalog*, Texas Instruments.

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul VI
SERVOMECANISME

Automatizarea intervine azi tot mai mult în procesele industriale şi îndeosebi este indispensabilă unor fluxuri tehnologice continui.

Un rol important în reglarea parametrilor care intervin în automatizările de orice gen îl au aşa-numitele servosisteme.

Orice sistem, capabil să furnizeze un control automat al unei anumite mărimi, se numeşte servomecanism sau regulator. Prin intermediul servosistemelor este mai bine urmărit un anumit parametru, realizîndu-se încadrarea acestuia în limitele prestabilite.

În general, controlul unui anumit parametru se poate realiza pe două căi. Una din ele constă în verificarea periodică a mărimii de studiat, iar cea de a doua presupune controlul „permanent" deci automat al unui anumit factor. Pentru exemplificare să presupunem că trebuie menţinută constantă temperatura într-o baie de apă. Dacă aceasta a scăzut sub limita prescrisă se pune în funcţiune corpul de încălzire al băii. După un anumit timp, atunci cînd se constată că temperatura a atins valoarea dorită, se decuplează corpul de încălzire. Se observă că în această situaţie, controlul parametrului (temperaturii) s-a efectuat prin aprecierea la un moment dat a valorii temperaturii şi acţionarea în consecinţă asupra sistemului de încălzire. Acest gen de control se numeşte control în buclă deschisă.

În cazul unui termostat care posedă un termometru de contact aflat în circuitul releului care acţionează asupra corpului de încălzire, controlul se efectuează în mod automat. În momentul cînd mercurul termometrului atinge temperatura selectată de indicatorul de prestabilire, releul decuplează

Scanned with OKEN Scanner

corpul de încălzire. În acest caz este vorba de un control în buclă închisă.

Sistemele de control automat care menţin constant un anumit parametru (presiune, temperatură, tensiune) la o valoare prescrisă sînt cunoscute sub numele de regulatoare, iar sistemele de control care urmăresc variaţiile unui anumit parametru în acord cu un dispozitiv de control şi o mărime de referinţă se numesc servomecanisme.

Să presupunem că este necesară urmărirea unui anumit parametru dintr-un proces tehnologic.

În acest scop este folosită o instalaţie automată în buclă închisă (servomecanism) care supraveghează comportarea parametrului respectiv.

Schema bloc a unei astfel de instalaţii este redată în fig. VI.1.

O perturbaţie acţionează asupra mărimii de controlat. Aceasta este comunicată la intrarea într-un comparator unde este comparată cu o mărime de referinţă. Semnalul de diferenţă este amplificat (în amplificator), transformat în semnal de comandă specific (în convertor) şi aplicat unui element de execuţie, de exemplu un servomotor care modifică parametrul controlat aducîndu-l la valoarea prestabilită.

Componenta de bază într-un asemenea sistem închis este reacţia, respectiv calea prin care perturbaţia este comunicată la intrarea în servomecanism. Această reacţie este de fapt analoagă cu aceea întîlnită la potenţiometrul amplificator, respectiv *A.O.* (vezi capitolul V). Şi aici ca şi acolo, o parte din semnalul de la ieşire este reintrodus la intrare pentru a fi comparat cu un semnal de referinţă.

Reacţia într-un servomecanism este un element esenţial. Datorită acesteia este posibilă menţinerea în limite prestabilite, în mod automat, a unei anumite mărimi. De obicei în bucla de reacţie a unui servosistem se plasează un traductor.

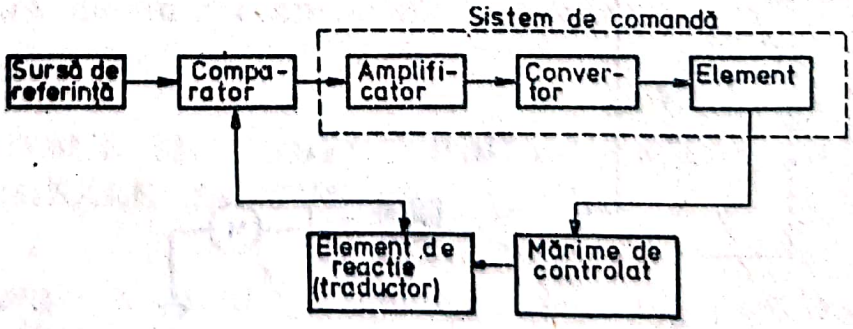


Fig. VI.1. Schema bloc a unui sistem de reglare automată în buclă închisă.

Scanned with OKEN Scanner

VI.1. POTENȚIOMETRUL ÎNREGISTRATOR

Unul din dispozitivele des întîlnite în instrumentația chimică este potențiometrul înregistrator. Acesta utilizează pentru determinări o tehnică de comparație și poate fi calificat drept servomecanism, deoarece compară o mărime de măsurat cu o mărime de referință, acționînd asupra acesteia din urmă cu un element de execuție mobil cunoscut sub numele de servomotor.

Potențiometrul înregistrator poate folosi ca servomotor, fie un motor de curent continuu, fie un motor de curent alternativ. În primul caz (vezi fig. VI.2.), diferența obținută în comparator între semnalul de măsurat și cel de referință este aplicată prin intermediul amplificatorului, la polii servomotorului de curent continuu. În funcție de polaritatea semnalului aplicat, servomotorul se va roti într-o direcție sau cealaltă.

În cazul cînd se folosește un potențiometru înregistrator cu servomotor de curent alternativ, dispozitivul de măsură se prezintă ca în fig. VI.3.a. În acest caz semnalul de diferență $V_n - V_r$ este introdus într-un vibrator care îl transformă în semnal alternativ (vezi capitolul V). Acesta este amplificat în amplificatorul de curent alternativ A și trimis la un servomotor asincron.

Datorită apariției unei diferențe de fază în înfășurările statorice ale servomotorului asincron, între curent și tensiune (fig. VI.3.b) rotorul motorului electric se va deplasa, fie într-o direcție, fie în cealaltă.

Odată cu deplasarea rotorului se deplasează și cursorul potențiometrului R pînă cînd $V_r = V_n$. La echilibru, motorul se oprește. Aparatul este astfel etalonat încît să indice chiar valoarea mărimii de intrare V_n.

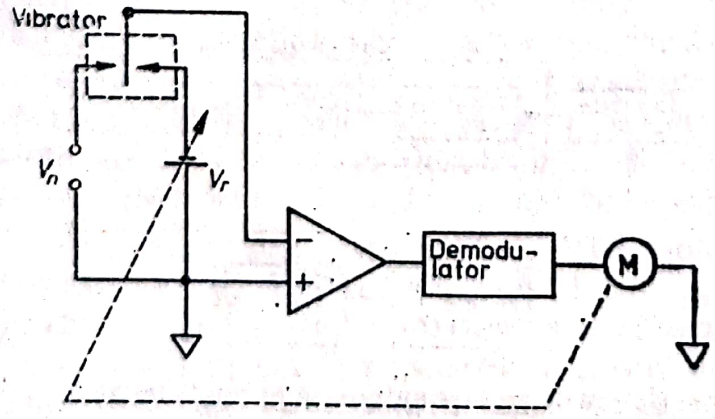


Fig. VI.2. — Potențiometrul înregistrator cu servomotor de curent continuu.

Scanned with OKEN Scanner

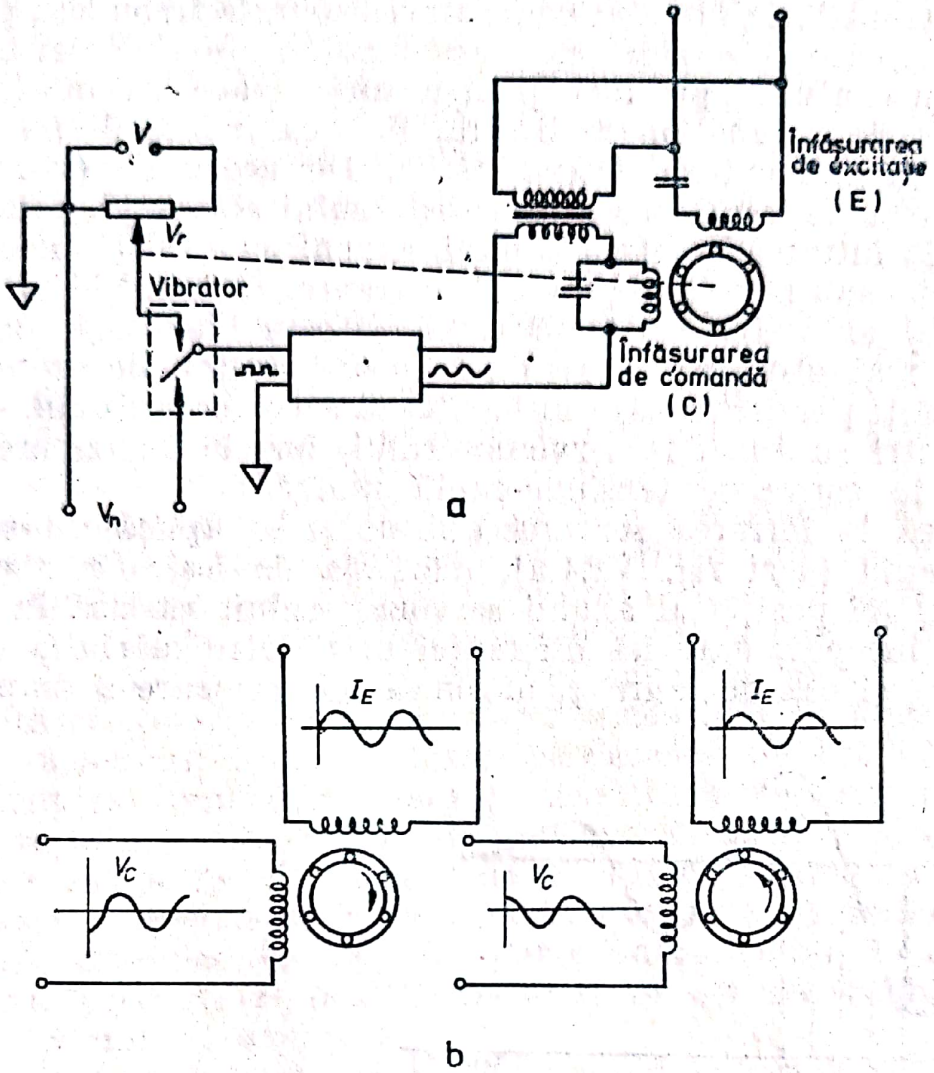


Fig. VI.3. — Potențiometrul înregistrator cu servomotor de curent alternativ.

Un dispozitiv de genul celui prezentat anterior produs la noi în țară este înregistratorul produs la FEA. Acesta este capabil să efectueze fie măsurări de tensiuni, fie măsurări de temperaturi, cu posibilitatea de a le înregistra pe o hîrtie gradată, deplasată de un mecanism de antrenare.

VI.2. RĂSPUNSUL SERVOMECANISMELOR LA SEMNALE ÎN TREPTE

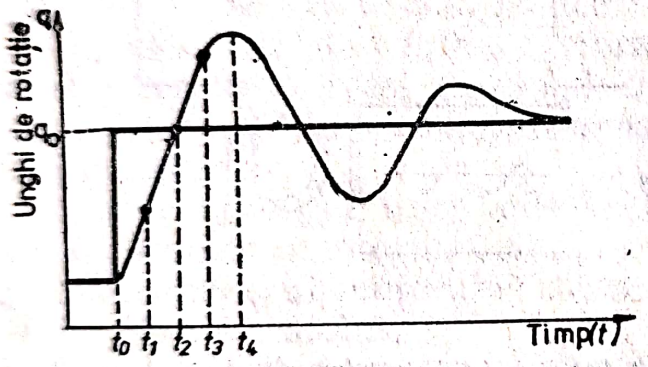
Buna funcționare a unui servomecanism este legată în ultimă instanță de modul în care s-a efectuat proectarea sistemului respectiv. Pentru a realiza anumite performanțe în

Scanned with OKEN Scanner

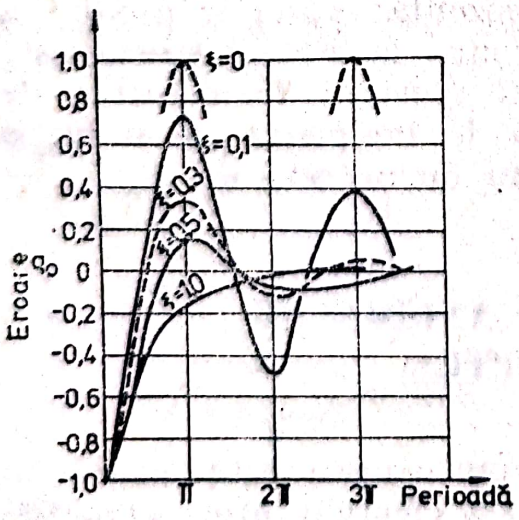
regim tranzitoriu sau staţionar, servosistemele trebuie să posede servomotoare electrice cu caracteristici bine determinate. Servomecanismul prezintă pentru una şi aceeaşi mărime de intrare fie o funcţionare liniară, fie una neliniară, fapt care poate să influenţeze determinările. De aceea se procedează la un test de verificare a servosistemului respectiv, prin aplicarea la intrarea acestuia a unui semnal cu variaţie imediată, cunoscut sub numele de semnal în trepte. În cazul ideal servosistemul ar trebui să urmărească întocmai această variaţie, dar în realitate acest lucru nu se poate realiza, deoarece apar mai mulţi parametri care influenţează servomecanismul. Aceşti parametri sînt inerţia servomotorului, forţele de frecare, factorul de conversie tensiune-cuplu motor.

Dacă la intrarea servomecanismului se aplică un semnal în treaptă (vezi fig. VI.4.a), mărimea de ieşire q, respectiv unghiul de poziţie al axului servomotorului, variază în timp.

La început, datorită diferenţei mari între mărimea de intrare q_0 şi cea de ieşire q, mărimea de acţionare a amplifica-



a



b

Fig. VI.4. — a) Răspunsul unui servomecanism la un semnal în trepte. b) Reprezentarea grafică a raportului de amortizare.

torului duce la apariţia unei tensiuni maxime la bornele servomotorului, care dezvoltă un cuplu maxim. Viteza axului creşte şi unghiul de poziţie creşte, pe porţiunea t_0t_1 înregistrîndu-se o funcţionare neliniară. Pe porţiunea t_1t_2 motorul funcţionează liniar, viteza sa fiind constantă, deoarece abaterea $q_0 - q$ este mult mai mică. La momentul t_2, $q_0 - q = 0$, dar viteza motorului rămîne constantă, datorită inerţiei. q continuă să crească, dar începînd din momentul t_2, $q_0 - q$ îşi modifică semnul şi deci se modifică şi polaritatea tensiunii la bornele motorului. Cu toate acestea motorul continuă să funcţioneze liniar, dar dezvoltă un cuplu de frînare, iar viteza scade cu toate că q creşte. La momentul t_3 diferenţa $q_0 - q$, din nou mare, duce la apariţia unui regim neliniar, cuplul de frînare dezvoltat de motor ducînd la o scădere vertiginoasă a vitezei. La momentul t_4 viteza este nulă iar q atinge valoarea maximă. După depăşirea momentului t_4 motorul funcţionează în sens invers trecînd la fel ca şi anterior din regimul neliniar în cel liniar. În absenţa frecărilor sistemul ar trebui să oscileze, dar datorită fricţiunilor şi angrenajelor oscilaţiilor se amortizează după un anumit timp Δt marcat pe desenul din fig. VI.4. a şi cunoscut sub numele de timp de răspuns. Valoarea q indicată la ieşire este totuşi diferită de valoarea de intrare q_0 datorită erorilor introduse de forţele de fricţiune. Pentru a putea cunoaşte comportarea unui servomecanism şi a reduce prin diferite procedee erorile de determinare trebuie cunoscuţi mai mulţi parametri, dintre care unul din cei mai semnificativi este *raportul de amortizare.*

Poziţia axului servomotorului este determinată, cum este de aşteptat, de 3 forţe. Forţa de inerţie F_i, datorată masei (m), sarcinii şi motorului, proporţională cu acceleraţia unghiulară,

$$F_i = m \cdot a = m \frac{\mathrm{d}^2 q}{\mathrm{d}t^2}, \qquad \text{(VI.1.)}$$

forţa F_f, datorată frecărilor, proporţională cu cuplul de amortizare A şi viteza unghiulară,

$$F_f = A \cdot v = A \frac{\mathrm{d}q}{\mathrm{d}t} \qquad \text{(VI.2.)}$$

şi forţa F_m, datorată cuplului motor unghiular K:

$$F_m = K \cdot (q_0 - q). \qquad \text{(VI.3.)}$$

La echilibru:

$$F_i = F_m - F_f \qquad \text{(VI.4.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

sau :

$$m \cdot \frac{d^2q}{dt^2} = K(q_0 - q) - A\frac{dq}{dt} \cdot \qquad \text{(VI.5.)}$$

Ecuaţia VI.5 se mai poate scrie :

$$m\frac{d^2q}{dt^2} + A\frac{dq}{dt} + K(q - q_0) = 0.$$

În cazul $q \approx q_0$ această ecuaţie devine :

$$m\frac{d^2q}{dt^2} + A\frac{dq}{dt} + Kq = 0 \qquad \text{(VI.6.)}$$

şi reprezintă ecuaţia unei mişcări oscilatorii amortizate. Din teoria ecuaţiilor diferenţiale se ştie că :

$$q = C_0 \cdot e^{-\delta t} \sin(\omega t + \varepsilon_0), \qquad \text{(VI.7.)}$$

constantele C_0 şi ε_0 determinîndu-se din condiţiile iniţiale. δ este cunoscut sub numele de factor de amortizare şi are expresia :

$$\delta = \frac{A}{2m} \cdot \qquad \text{(VI.8.)}$$

Pulsaţia mişcării ω este dată de relaţia :

$$\omega = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2}, \qquad \text{(VI.9.)}$$

unde $\omega_0 = (K/m)^{1/2}$ şi reprezintă pulsaţia oscilaţiei în cazul cînd cuplul de amortizare A este nul. Atunci cînd pulsaţia mişcării amortizate este nulă, $\delta = \omega_0$, mişcarea este aperiodică, dar sistemul oscilant tinde să revină la poziţia de echilibru mai repede decît atunci cînd $\delta > \omega_0$ şi cînd este vorba tot de o mişcare aperiodică. În acest caz ($\delta = \omega_0$) se vorbeşte despre un cuplu de amortizare critic $A_c = 2\sqrt{m \cdot K}$.

De fapt, de aici se porneşte atunci cînd se defineşte raportul de amortizare :

$$\xi = \frac{A}{A_c} = \frac{A}{2\sqrt{K \cdot m'}} \qquad \text{(VI.10.)}$$

care ne furnizează informaţii asupra erorii de determinare comisă, la diferite perioade, de dispozitiv, funcţie de valoarea lui ξ (fig. VI.4.b).

VI.3. APLICAŢII ALE SERVOSISTEMELOR ÎN SPECTROMETRIE

În spectrometria de emisie se folosesc ca surse de excitaţie generatoarele de arc, respectiv scînteie. Se ştie că pe lîngă alţi parametri, stabilitatea descărcării depinde de variaţia distanţei între cei doi electrozi. Ideal este ca distanţa între cei doi electrozi să rămînă constantă. În determinările nepretenţioase (calitative) acest lucru nu este posibil, deoarece electrozii în urma descărcării se consumă.

La analize cantitative, stabilitatea descărcării are deja o influenţă asupra rezultatelor experimentului.

Soluţia tamponului spectral este evident utilă pentru stabilitatea mecanică a descărcării, dar pentru a păstra constantă puterea consumată, experimentatorul trebuie să modifice distanţa dintre electrozi încercînd să o menţină pe perioada descărcării constantă. Acest lucru este dificil de realizat manual, de aceea s-au introdus şi în acest domeniu servomecanismele.

Ideea de bază constă în a utiliza un servomecanism pentru a realiza descărcarea la distanţă constantă. Acest lucru este legat de păstrarea constantă a rezistenţei descărcării şi deci a puterii ei.

Înfăşurările de comandă ale servomecanismului sînt alimentate în această situaţie de curentul descărcării respectiv tensiunea de descărcare (vezi fig. VI.5.), lucrînd în opoziţie.

Înfăşurarea C este alimentată de curentul din descărcare printr-o punte într-un montaj de reacţie pozitivă de curent, spre deosebire de înfăşurarea C_2 alimentată de tensiunea de descărcare, tot prin intermediul unei punţi de redresare, dar într-un montaj de reacţie negativă de tensiune. Cele două înfăşurări statorice (C_1, C_2) acţionează asupra unui rotor (servomotor).

Pentru o anumită valoare a curentului de descărcare prestabilită, cele două înfăşurări de comandă lucrînd în opoziţie vor da o rezultantă nulă pentru cîmp.

Scanned with OKEN Scanner

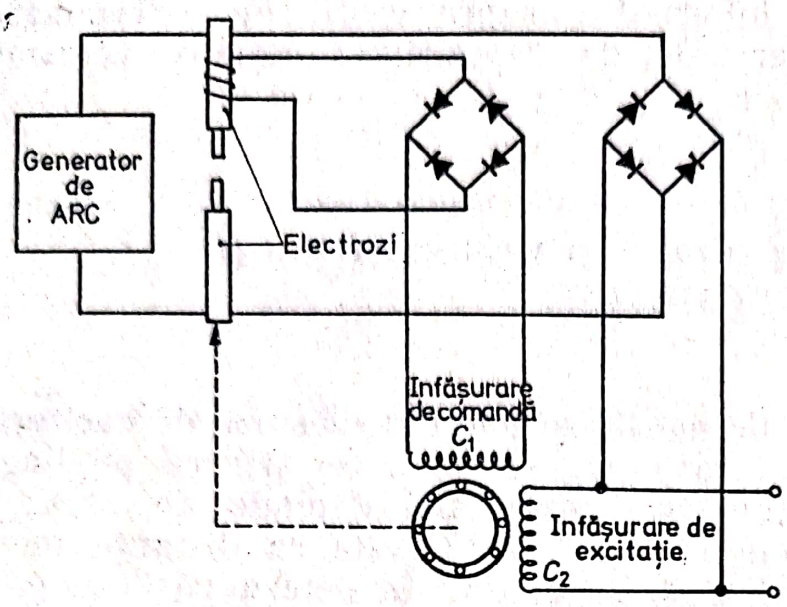


Fig. VI.5. — Servoinstalație pentru reglarea automată a distanței între electrozii de descărcare ai unui spectrograf.

Prin arderea electrozilor de grafit, distanța între aceștia va crește, deci va crește și rezistența descărcării, modificîndu-se în acest fel și curentul prestabilit pentru descărcare. În acest moment înfășurările de comandă vor exercita servomotorul care va reduce distanța dintre electrozi.

Procesul are loc în mod cvasicontinuu. Singura condiție care trebuie respectată este menținerea variației de putere în limitele puterii furnizate de sursa de alimentare.

BIBLIOGRAFIE

1. I. CURIEVICI, *Automatizări în industria chimică*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1966.
2. B. M. OLIVER și J. M. CAGE, *Electronic Measurements and Instrumentation*, McGraw-Hill, New-York, 1971.
3. H. V. MALMSTADT, R. M. BARNES și P. A. RODRIGUEZ, *A Multipurpose High Precision Recording Photometer*, în : „Journal of Chem. Educ." 41, 263, 1964.
4. E. J. BAIR, *Introduction to Chemical Instrumentation*, Mc.Graw-Hill, New-York, 1962.
5. G. W. EWING, *Analytical Instrumentation*, Plenum Press, New-York, 1966.
6. AL. FRANSUA, D. TEODORESCU, *Servomotoare electrice în sistemele automate*, București, E. Tehnică, 1966.
7. G. M. CHUTE, *Electronics in Industry*, Mc. Graw-Hill Book Company, 1965.

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul VII

AMPLIFICATOARE DIFERENȚIALE, OPERAȚIONALE ȘI SERVOMECANISME ÎN INSTRUMENTAȚIA CHIMICĂ

Multe din dispozitivele şi circuitele prezentate în capitolele anterioare se pot găsi în aparatele utilizate în laboratoarele chimice sau unităţi industriale. Rolul acestora constă în a prelucra semnalul provenit de la diferiţi traductori şi de a efectua o serie de operaţiuni de automatizare. Numărul şi varietatea acestor aparate este foarte mare şi tratarea tuturor ar fi o sarcină imposibilă, de aceea în cele de mai jos s-au selectat cîteva circuite care efectuează operaţiuni mai des întîlnite în practica chimiştilor cum ar fi: eliminarea erorii de sarcină, măsurarea potenţialelor de electrod, măsurarea intensităţilor luminoase, controlul temperaturii etc. Sînt prezentate cîteva surse stabilizate al căror rol în buna funcţionare şi obţinerea unor performanţe ridicate este deosebit de important. Este suficient să exemplificăm aici cazul spectrofotometrelor la care calitatea înaltă a componentelor optice devine superfluă din cauza unei surse de radiaţie insuficient stabilizată.

VII.1. ELIMINAREA ERORII DE SARCINĂ CU AJUTORUL UNUI AMPLIFICATOR

Să presupunem că este necesară măsurarea tensiunii generate de un traductor cu o rezistenţă internă mare, cum ar fi un electrod membrană. Pentru simplificare să considerăm un electrod cu membrană cu o rezistenţă R_s de 100 kΩ şi tensiunea la borne V_s de 1V (fig. VII.1). Utilizînd un instrument

Scanned with OKEN Scanner

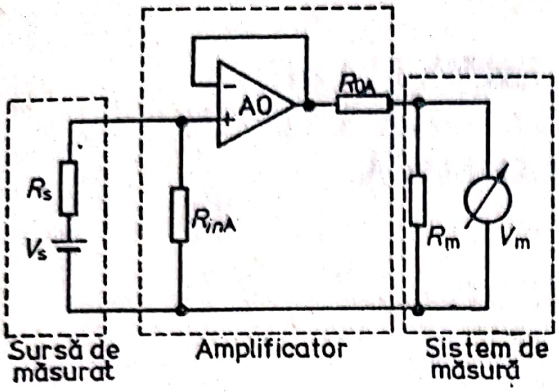


Fig. VII.1. — Eliminarea erorii de sarcină prin conectarea unui amplificator între sursă și instrumentul de măsură.

de măsură cu rezistența R_m de 50 kΩ, pe scara de un volt, cuplat direct la bornele electrodului, tensiunea citită va fi:

$$V_m = V_s \cdot \frac{R_m}{R_s + R_m} = 0{,}33 \cdot V_s. \qquad \text{(VII.1.)}$$

Eroarea de sarcină introdusă de instrumentul de măsură este mult prea mare pentru ca determinările să poată fi efectuate în acest mod. Într-un astfel de caz eroarea este mult micșorată prin intercalarea, între sursa de măsurat și sistemul de măsură, a unui amplificator cu o rezistență de intrare R_{inA} mare și rezistență de ieșire R_{oA} mică. În exemplul din fig. VII.1. a fost ales în acest scop un amplificator operațional montat ca repetor de tensiune. Caracteristicile tipice ale unui astfel de amplificator sînt:

$$R_{inA} = 10\ \text{MΩ},\quad R_{oA} = 100\ \Omega$$

și cîștigul de tensiune $A_v = 1$. Formula generală după care se calculează tensiunea citită la instrumentul de măsură este:

$$V_m = V_s \frac{R_{inA}}{R_{inA} + R_s} \cdot \frac{R_m}{R_{oA} + R_m} \cdot A_v \qquad \text{(VII.2.)}$$

și care pentru valorile de mai sus dă:

$$V_m = 0{,}99\ V_s,$$

ceea ce constituie o eroare mult mai mică decît în cazul cuplării directe a instrumentului la sursă.

Scanned with OKEN Scanner

VII.2. POTENȚIOSTAT CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

După cum o indică denumirea, un potențiostat are rolul de a menține o tensiune constantă la capetele unei sarcini oarecare. Această sarcină poate fi o celulă de electroliză, un termostat, sau orice alt dispozitiv la care curenți relativ mari trebuie controlați printr-o tensiune continuă mică. Una din căile de rezolvare a construcției unui potențiostat o constituie amplificatoarele operaționale.

Să considerăm amplificatorul cu reacție din fig. VII.2, montat într-un circuit care reprezintă o variantă a amplificatorului de tensiune din fig. V.13. Diferența constă în aceea că nu întreaga tensiune de ieșire este utilizată pentru furnizarea curentului în circuitul de reacție ci numai o parte a acesteia.

Suma curenților la intrarea inversoare a amplificatorului este nulă:

$$\frac{V_{ref}}{R_{in}} + \frac{V_{01}}{R_F} = 0, \qquad \text{(VII.3.)}$$

unde:

V_{01} este porțiunea de tensiune de ieșire V_0 aplicată în circuitul de reacție:

$$V_{01} = V_0 \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \qquad \text{(VII.4.)}$$

Din ecuația VII.3 rezultă:

$$V_{01} = -V_{ref} \frac{R_F}{R_{in}}. \qquad \text{(VII.5.)}$$

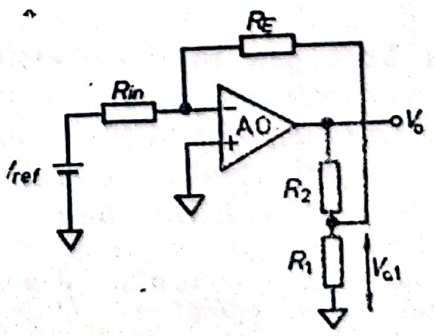


Fig. VII.2. — Circuit de reacție de tensiune la amplificatorul operațional.

Scanned with OKEN Scanner

Cu alte cuvinte, V_{01}, deşi este dat de relaţia VII.4, nu este dependent de valoarea lui R_1 şi R_2. În caz că aceste rezistenţe şi-ar schimba valorile, V_0 se modifică astfel încît V_{01} să satisfacă ecuaţia VII.5. Circuitul este deci un potenţiostat întrucît menţine V_{01} la o valoare constantă.

Divizorul de tensiune R_1, R_2 poate fi înlocuit cu o celulă de electroliză la bornele căreia trebuie menţinut un potenţial constant (fig. VII.3). În acest caz este valabilă tot ecuaţia VII.5, cu menţiunea că tensiunea pe celulă, V_e, va înlocui pe V_{01}. Montajul din fig. VII.3 are dezavantajul că sursa de referinţă trebuie să furnizeze tot curentul care trece prin celula de electroliză. Introducînd în celulă şi un electrod de referinţă se poate construi montajul din fig. VII.4, în care curentul de electroliză este furnizat de amplificator, şi curentul în circuitul de reacţie de pila formată de electrodul de referinţă şi unul din electrozii de lucru. În acest caz V_{01} din ecuaţia VII.5 va fi substituit de diferenţa de tensiune electrod de lucru — electrod de referinţă.

Circuitul potenţiostatului poate fi completat în continuare cu alte elemente. Pentru a nu consuma prea mult curent din circuitul electrodului de referinţă, fapt ce poate duce la modificarea potenţialului acestuia, în circuitul de reacţie se poate introduce un repetor de tensiune format tot dintr-un amplificator operaţional *A.O.*2 (fig. VII.5).

Rolul acestui repetor este similar cu acela al repetorului din fig. VII.1. În sfîrşit, dacă amplificatorul de control *A.O.*1 nu poate furniza în întregime curentul necesar celulei de electroliză, între aceste elemente ale circuitului se poate introduce

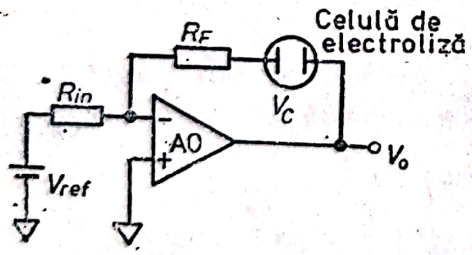


Fig. VII.3. — Celulă de electroliză menţinută la potenţial constant în circuitul de reacţie a unui amplificator operaţional.

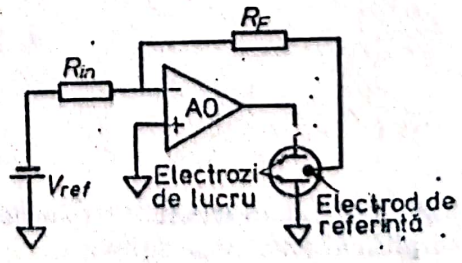
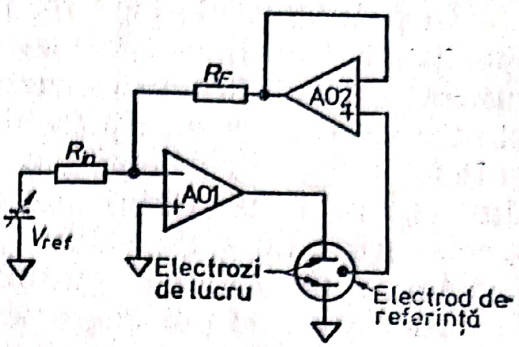


Fig. VII.4. — Controlul potenţialului cu un amplificator operaţional utilizînd un electrod de referinţă.

Scanned with OKEN Scanner

Fig. VII.5. — Potenţiostat cu repetor de tensiune în circuitul de reacţie.



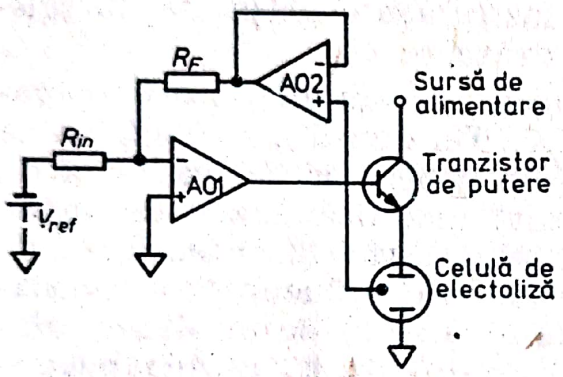


Fig. VII.6. — Potenţiostat cu sursă separată de alimentare a celulei de electroliză.

un etaj de putere. Acesta poate fi format dintr-un amplificator de putere sau chiar numai dintr-un singur tranzistor de putere ca în fig. VII.6. Sursa de alimentare aplicată la colectorul tranzistorului nu trebuie neapărat să fie stabilizată, circuitul potenţiostatului asigurînd oricum o tensiune constantă la bornele celulei de electroliză.

VII.3. POLAROGRAF CU AMPLIFICATOARE OPERAŢIONALE

Polarografia este o metodă de analiză în care informaţia asupra calităţii şi cantităţii unor specii dintr-o soluţie este conţinută în curbele curent-tensiune ale sistemului respectiv. Pentru a trasa o polarogramă, unei celule de electroliză, cel mai adesea cu electrod picător de mercur, i se aplică o tensiune care creşte uniform. Concomitent se înregistrează curentul ce trece prin celulă. Reprezentarea grafică a acestui curent, în funcţie de tensiunea aplicată, constituie curba curent-tensiune.

Scanned with OKEN Scanner

În polarografele mai vechi tensiunea crescîndă era obținută cu ajutorul unui sistem mecanic, care deplasa în mod uniform cursorul unui potențiometru. Menținerea unei tensiuni constante se asigura cu ajutorul unor acumulatoare de capacitate suficient de mare pentru a nu prezenta alterări ale tensiunii din cauza consumului de curent. Măsurarea curentului ce trecea prin celulă, de ordinul μA, era efectuată cu galvanometre. Odată cu dezvoltarea amplificatoarelor operaționale s-au pus la punct sisteme polarografice în care nu există părți mecanice mobile, tensiunea se menține constantă cu ajutorul unui potențiostat, iar curentul este în prealabil amplificat, astfel încît măsurarea să se poată face cu instrumente obișnuite, înregistratoare de tensiune sau înregistratoare *xy*.

Schema bloc a unui polarograf cu amplificatoare operaționale este redată în fig. VII.7. Tensiunea crescîndă ce se aplică celulei este furnizată de un generator de pantă și un potențiostat. Generatorul de pantă modifică mereu tensiunea de referință aplicată potențiostatului, astfel încît tensiunea de ieșire a acestuia crește uniform fără a fi influențată de variațiile curentului ce trece prin celulă. O sursă de tensiune reglabilă aplicată potențiostatului permite ca la nevoie polarograma să fie înregistrată începînd nu de la zero, ci de la un potențial inițial, selectat de experimentator. Curentul ce trece prin celula de electroliză este măsurat de un sistem de amplificare care permite și compensarea pentru curentul de fond al celulei.

În fig. VII.8 se găsește o schemă mai detaliată a polarografului. Elementele diagramei bloc pot fi regăsite în această

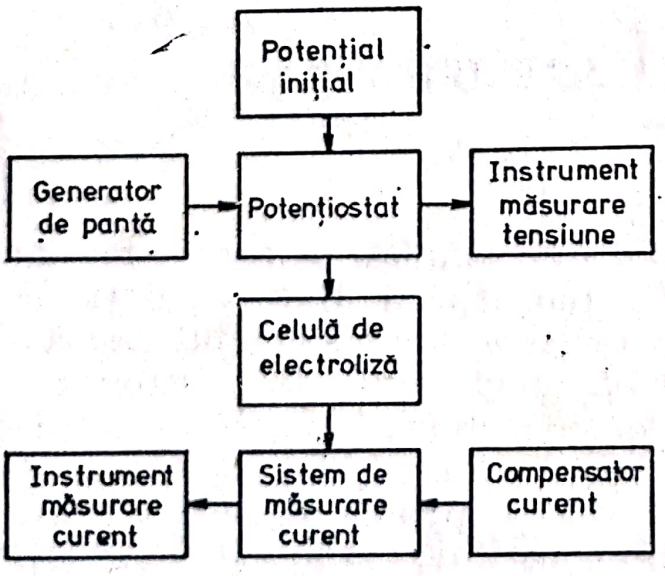


Fig. VII.7. — Schema bloc a unui polarograf cu amplificatoare operaționale.

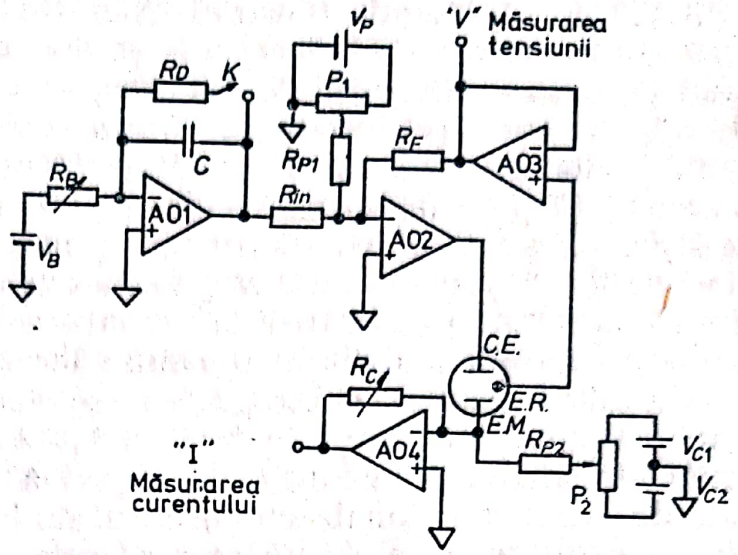


Fig. VII.8. — Polarograf cu amplificatoare operaţionale.

schemă. Generatorul de pantă este un integrator *A.O.*1, la intrarea căruia se aplică o tensiune constantă V_B, printr-o rezistenţă variabilă R_B. Din circuitul de integrare mai face parte şi condensatorul C. Comutatorul K are rolul de a permite integrarea, respectiv generarea unei tensiuni crescînde, numai în răstimpul cînd este deschis. Închiderea lui K duce la descărcarea condensatorului prin rezistenţa R_D (de cîţiva ohmi), reducînd tensiunea de ieşire la zero şi în consecinţă blocare integratorului. Viteza de baleiaj poate fi selectată alegînd diferite valori pentru R_B. Acestea pot fi calculate plecînd de la ecuaţia integratorului (V.53):

$$V_0 = \frac{1}{RC} \int_0^t V_{in}\, dt.$$

Avînd o tensiune de intrare constantă $V_{in} = V_B$, panta S generată de integrator va fi:

$$S = \frac{V_B}{RC}\ 60 \text{ volţi} \cdot \text{minut}. \qquad \text{(VII.6.)}$$

Dacă se lucrează cu $C = 10\ \mu F$ şi $V_B = 0{,}5$ V, care constituie valori tipice pentru un astfel de integrator, rezultă că luînd valorile rezistenţei de intrare de la 15 MΩ la 150 kΩ, se obţin viteze de baleiaj a tensiunii între 0,2 şi 20 V/minut.

Potenţiostatul este identic cu acela din fig. VII.5, şi este format din amplificatorul *A.O.*2 ca amplificator de control

şi $A.O.3$ ca repetor de tensiuni. Alegînd $R_{in} = 1$ MΩ şi $R_F = 100$ kΩ, viteza de baleiaj este redusă de 10 ori, aşa că mergînd pe linia exemplului de mai sus, experimentatorul dispune de o gamă cuprinsă între 0,02 V/min şi 2V/min, ceea ce corespunde celor mai frecvente necesităţi. Tensiunea între electrodul de referinţă şi cel de măsură se poate cel mai convenabil măsura la ieşirea lui $A.O.3$, în punctul notat cu „V". Sursa V_P, potenţiometrul P_1 şi rezistenţa R_{P1} formează o sursă reglabilă care fiind conectată la intrarea inversoare a lui $A.O.2$ dă posibilitatea prestabilirii nivelului tensiunii de ieşire a potenţiostatului.

Circuitul celulei polarografice se închide la masă prin punctul sumator al amplificatorului $A.O.1$ care este un conversor curent-tensiune. Tensiunea de ieşire a acestui amplificator este direct proporţională cu curentul de intrare şi în consecinţă cu curentul prin celulă. Alegerea unor valori în trepte (R_C) face ca să se poată măsura curentul pe un domeniu foarte larg. Comutînd pe R_C între 1 kΩ şi 10 MΩ se pot măsura curenţi între 0,1 μA şi 1000 μA la un instrument cu deflecţie totală de 1 V. Sistemul format de V_{C1}, V_{C2}, P_2 şi R_{P2} furnizează un curent suplimentar atît în domeniul pozitiv cît şi negativ pentru a putea compensa curentul de fond al celulei şi a aduce instrumentul de măsură la zero.

Cele două mărimi, tensiunea şi curentul, se pot măsura separat, cu instrumente diferite.

Întrucît tensiunea variază uniform în timp, se obişnuieşte ca la ieşirea „I", să fie cuplat un înregistrator care înregistrează curentul în timp. Avînd calibrată viteza de baleiaj se poate uşor corela timpul cu tensiunea, obţinîndu-se curbele polarografice practic în mod direct. Mult mai elegantă este folosirea unui înregistrator $X - Y$, în acest caz ieşirea „V" fiind legată la x şi „I" la y.

VII.4. SESIZAREA EGALITĂŢII A DOUĂ TENSIUNI. CRONOPOTENŢIOMETRIA

În foarte multe aparate utilizate în laboratoare, se pune problema sesizării momentului în care o tensiune, generată de un traductor ce urmăreşte un sistem oarecare, egalează o altă tensiune, de regulă o tensiune de referinţă selectată de experimentator. Un exemplu tipic de acest gen îl constituie

Scanned with OKEN Scanner

titrările potenţiometrice cu potenţial prestabilit. Titratoarele de acest gen, cel mai adesea titratoare automate, sînt dotate cu un circuit ce poate închide sau deschide valva unei biurete. Mersul titrării se urmăreşte cu ajutorul unui sistem electrochimic format din electrodul de lucru şi electrodul de referinţă.

În funcţie de sistemul de dozat se selectează un potenţial la care titrarea urmează să se oprească. Se porneşte titrarea deschizînd valva biuretei. În momentul cînd diferenţa de potenţial dintre electrozii cufundaţi în soluţia titrată egalează tensiunea selectată de experimentator, circuitul de comandă închide valva şi opreşte titrarea.

Un circuit care poate sesiza egalitatea a două tensiuni este dublul comparator diferenţial CLB 2711C fabricat de IPRS Băneasa.

Acesta este un circuit integrat conţinînd într-o capsulă două amplificatoare diferenţiale. Schema contactelor capsulei este redată în fig.VII.9. Circuitul se alimentează cu două tensiuni, + 12 V şi —6 V. Fiecare amplificator are două intrări. Ieşirea amplificatorilor este comună. Pentru a se selecta ieşirea dorită se utilizează intrările de eşantionare. Aplicînd la eşantionare o tensiune de + 5 V ieşirea amplificatorului respectiv va apare la ieşirea comună. O tensiune de 0 V (scurtcircuit la masă) blochează ieşirea amplificatorului respectiv. Evident că cele două eşantionări nu trebuie menţinute în acelaşi timp la + 5 V.

Amplificatoarele din circuitul CLB 2711 C sînt de fapt „comparatoare" şi nu amplificatoare diferenţiale obişnuite. Ieşirea celor două amplificatoare este „basculantă" în sensul că poate lua doar două valori, 0 V sau + 5 V. Cît timp tensiunea aplicată la intrarea (+) este mai mică decît aceea aplicată la intrarea (—) ieşirea amplificatorului este la zero. În momentul în care tensiunea la intrarea (+) depăşeşte cu 1—2 mV tensiunea aplicată la (—) ieşirea amplificatorului trece brusc la + 5V.

Cu alte cuvinte amplificatorul nu indică diferenţa între cele două tensiuni aplicate la intrare dar poate arăta cu mare

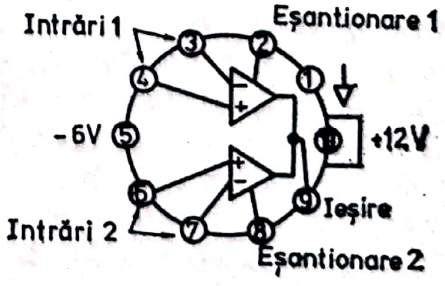


Fig. VII.9.— Schema conexiunilor la dublul comparator diferenţial CLB 2711 C.

sensibilitate care din tensiuni este mai mare și momentul exact cînd acestea au devenit egale.

Pe lîngă potențiometria automată o tehnică ce poate beneficia de utilizarea unui amplificator de tipul mai sus menționat este cronopotențiometria. În această metodă se urmărește variația în timp a diferenței de potențial dintre doi electrozi introduși într-o soluție neagitată. În momentul în care o anumită specie din stratul de difuzie este complet descărcată pe electrod, potențialul acestuia variază rapid. Timpul necesar producerii acestui salt de potențial se numește timp de tranziție și se notează cu τ (fig. VII.10). Acesta este un parametru important și conține informații calitative și cantitative referitoare la procesele și concentrațiile speciilor din soluție. O instalație cronopotențiometrică cuprinde o sursă stabilizată și celula de electroliză. În scopul măsurării cît mai exacte a lui τ se mai adaugă un comparator diferențial și un cronometru electronic (de ex. un „Numeport") care poate fi pornit și oprit cu ajutorul unui semnal electric. Electrodul indicator se conectează la intrarea (+) a comparatorului. La cealaltă intrare se conectează o tensiune de referință V_R obținută cu ajutorul divizorului de tensiune P și a unei surse de 3 V. Valoarea lui P trebuie să fie de 200 Ω sau mai mică întrucît rezistența de intrare a amplificatorului este și ea scăzută. Din cei doi ampli-

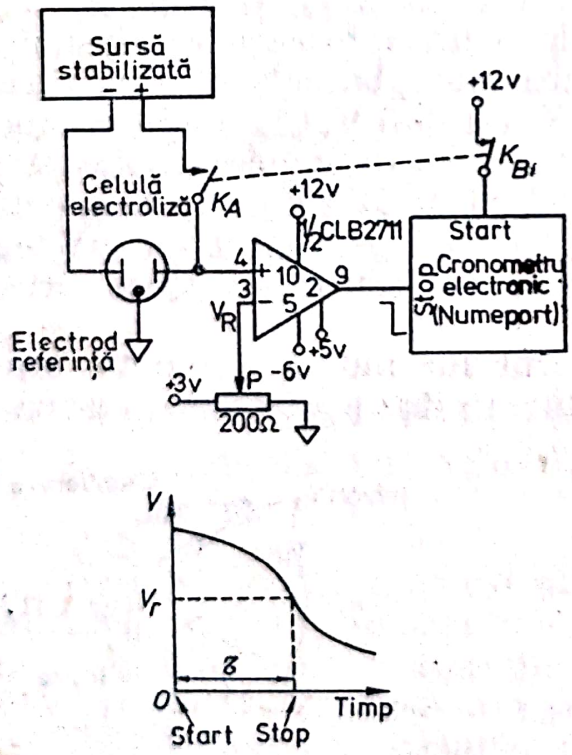


Fig. VII.10. — Circuit pentru cronopotențiometrie folosind un comparator diferențial sub formă de circuit integrat.

ficatori aflaţi în capsulă unul se blochează (eşantionare 2 la 0 V) iar eşantionarea celuilalt se menţine la + 5V. Cifrele de pe amplificatorul din fig.VII.10 corespund conexiunilor de pe capsulă. Ieşirea amplificatorului se cuplează la intrarea „STOP" a cronometrului electronic. La majoritatea cronometrelor oprirea se face cînd tensiunea aplicată la intrarea respectivă cade de la o valoare oarecare pozitivă (de ex. + 5V) la 0. Pornirea cronometrului se face prin intermediul unui comutator dublu K_A şi K_B. Închizînd acest comutator are loc închiderea circuitului celulei de electroliză şi în acelaşi timp pornirea cronometrului. În decursul electrolizei potenţialul electrodului de lucru scade atingînd valoarea V_R. În acest moment tensiunea de ieşire a comparatorului basculează de la + 5V la 0V, oprind cronometrul. Timpul de tranziţie se poate citi direct pe ecranul cronometrului electronic. O variantă a cronop otenţiometriei care face uz de ambele amplificatoare ale circuitului CLB 2711 C este cronopotenţiometria ciclică. Principiul acesteia este ilustrat în graficul din fig.VII.11.a. Se începe ca la o cronopotenţiometrie obişnuită, înregistrîndu-se potenţialul electrodului de lucru şi timpul τ_1, pînă se atinge valoarea V_{R2}. În acest moment se schimbă polaritatea tensiunii aplicate celulei, electrodul de lucru devenind anod (dacă înainte a fost catod). Are loc procesul invers, de descărcare a speciilor depuse anterior pe electrod pînă în momentul atingerii potenţialului V_{R1}, cînd se schimbă din nou polaritatea. Se obţin astfel o serie de timpi de tranziţie, fiecare avînd o anumită semnificaţie pentru experimentator.

Un exemplu de circuit utilizat în cronopotenţiometria ciclică este redat în fig.VII.11. Legătura dintre sursă şi celula de electroliză se efectuează printr-un sistem de schimbare a polarităţii format din releele R_1 şi R_2 a căror comandă se face concomitent prin intermediul a două amplificatoare A_{R1} şi A_{R2}. Aceste amplificatoare de comandă sînt foarte simple, constînd dintr-un tranzistor ce are în circuitul de colector drept rezistenţă de sarcină bobina electromagnetului releului (vezi capitolul XII). Electrodul de lucru este conectat la intrările (+) ale celor două comparatoare. Printr-un sistem de două potenţiometre P_1 şi P_2 se asigură tensiunile de referinţă V_{R1} şi V_{R2}. Ieşirea amplificatoarelor se cuplează la un sistem de inversare format din două tranzistoare T_1 şi T_2 lucrînd fie în regim de saturaţie, fie de blocaj. Colectoarele celor două tranzistoare sînt întotdeauna în opoziţie de fază; cînd unul este la +5V, celălalt este la 0 V. Eşantionările celor două amplificatoare sînt

Scanned with OKEN Scanner

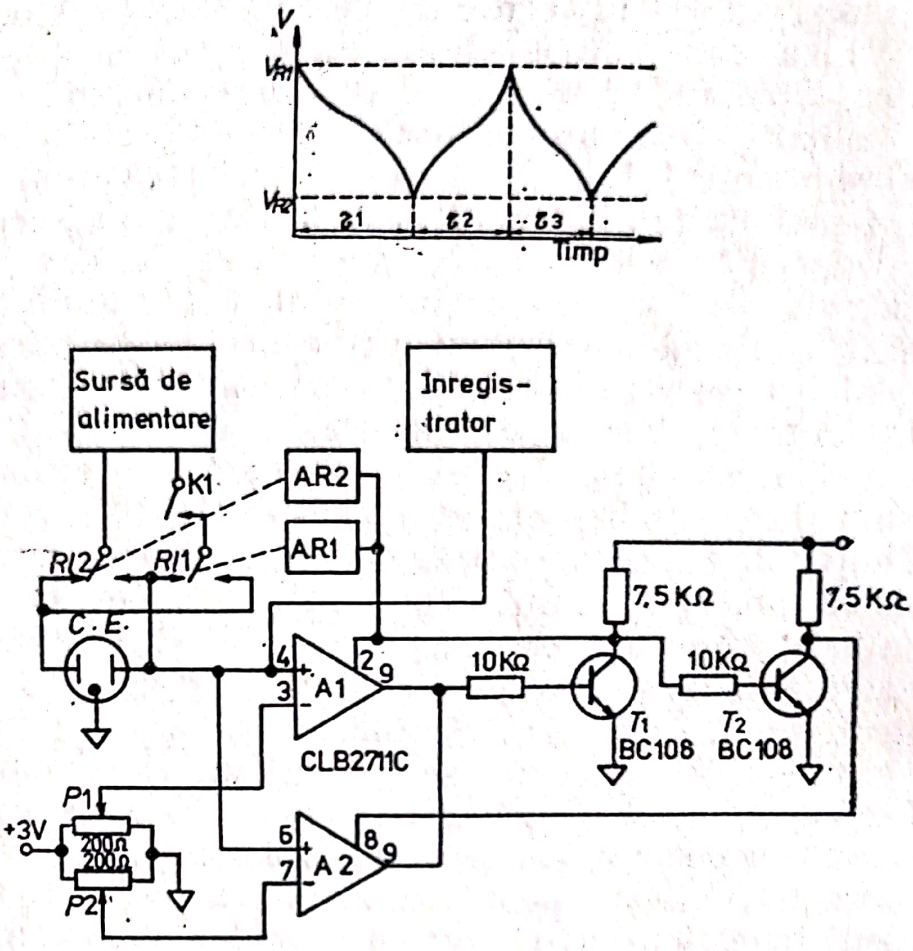


Fig. VII.11. — Circuit pentru cronopotenţiometrie ciclică : a. Aspectul unei cronopotenţiograme ciclice ; b. Circuit cu două amplificatoare diferenţiale încapsulate într-un circuit integrat.

conectate la aceste colectoare aşa că întotdeauna un amplificator lucrează iar celălalt este blocat. Presupunînd că amplificatorul $A2$ lucrează, el va menţine +5V la baza tranzistorului T_1 şi 0 V la colectorul acestuia blocînd pe $A1$. Cînd potenţialul electrodului ajunge la valoarea V_{R2} ieşirea trece la 0 V, colectorul lui T_1 la 5V şi al lui T_2 la 0V.

În acest fel se deblochează $A1$ şi se blochează $A2$. Concomitent se schimbă şi tensiunea aplicată celor doi amplificatori de comandă a releelor A_{R1} şi A_{R2}, acestea comută, inversînd astfel polaritatea celulei de electroliză. Acum tensiunea electrodului începe să crească tinzînd către V_{R1}. Cînd această valoare este atinsă are loc o nouă comutare şi ciclul reîncepe. Înregistrarea cronopotenţiogramei se face cu ajutorul unui înregistrator cuplat direct la electrodul de lucru.

Scanned with OKEN Scanner

VII.5. DETERMINAREA CANTITĂŢII DE ELECTRICITATE PRIN INTEGRARE

Unele tehnici analitice sau electrochimice se bazează pe determinarea precisă a cantităţii de electricitate consumată într-un anumit proces sau generată de un traductor. Dacă curentul ce parcurge sistemul este constant cantitatea de electricitate se determină uşor prin produsul dintre intensitate şi timp. În realitate acesta este rareori constant, curentul prezentînd variaţii în timp, aşa că ecuaţia generală pe baza căreia se determină cantitatea de electricitate este :

$$Q = \int_0^t i\,dt. \qquad \text{(VII.7.)}$$

Determinarea lui Q se face cu ajutorul unor dispozitive capabile să integreze curentul. Ele pot fi de natură mecanică, chimică sau electronică. Un exemplu tipic de măsurare a cantităţii de electricitate îl constituie titrarea coulometrică. În acest caz o cantitate de substanţă este supusă unui proces de electroliză. Printr-un procedeu oarecare se indică momentul în care specia de interes din sistem a fost complet transformată prin electroliză. Cantitatea de substanţă existentă în soluţie se poate deduce conform legilor electrolizei, pe baza cantităţii de electricitate consumată (96,5 coulombi pentru 1 miliechivalent de substanţă).

În fig.VII.12. este redată o instalaţie de titrare coulometrică a unui acid, bazată pe sesizarea fotometrică a sfîrşitului titrării. Acidul de titrat împreună cu cîteva picături de fenolftaleină şi cîteva cristale de KCl se introduc în vasul A. În vasul B se introduce o soluţie saturată de KCl. Cele două vase se leagă electric printr-un sifon electrolitic cu KCl agar-agar. De la o sursă prin intermediul a doi electrozi inerţi se alimentează celula de electroliză. Catodul se găseşte în vasul cu acid. În scopul sesizării sfîrşitului titrării, vasul A se introduce într-un sistem fotometric simplu format dintr-un cilindru metalic cu două deschideri diametral opuse. La una din acestea se găseşte un bec alimentat de la o sursă de curent continuu sau alternativ şi la cealaltă o fotorezistenţă (FR).

Scanned with OKEN Scanner

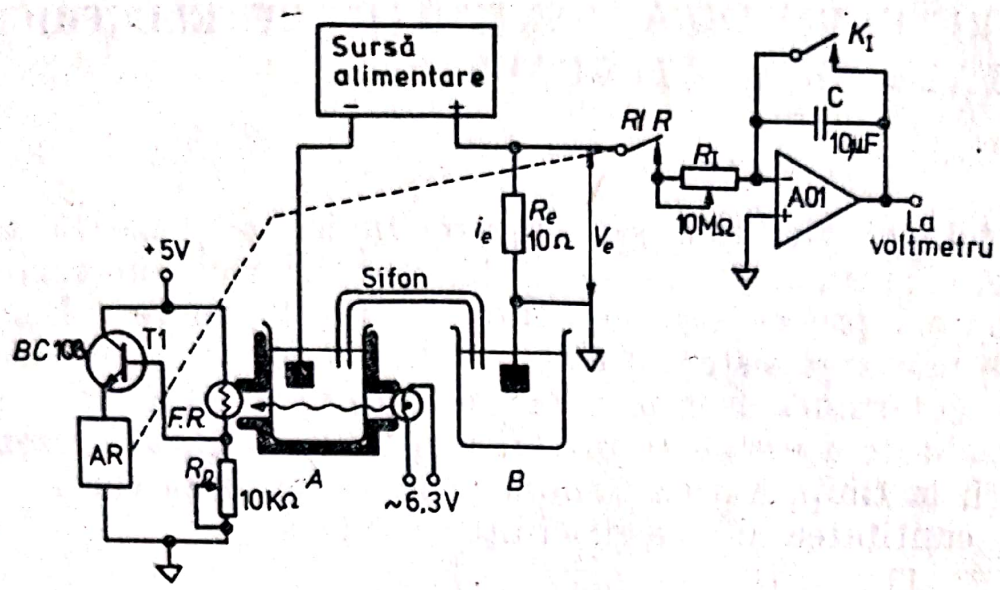


Fig. VII.12. — Circuit pentru titrarea coulometrică.

În decursul electrolizei are loc de fapt neutralizarea protonilor din spațiul catodic și a ionilor OH^- în cel anodic :

Catod : $2H^+ + 2e^- \rightarrow 1/2\ H_2$

Anod : $2OH^- - 2e^- \rightarrow 1/2\ O_2 + H_2O$.

După ce acidul a fost în întregime neutralizat, scăderea în continuare a concentrației protonilor în compartimentul catodic duce la apariția unui exces de ioni OH^- și trecerea fenolftaleinei în forma colorată. Colorarea soluției în vasul A are ca rezultat scăderea cantității de lumină ce ajunge la fotorezistență și în consecință modificarea polarizării tranzistorului T_1. Circuitul care include acest tranzistor are rolul de a semnaliza sfîrșitul titrării. Nivelul de luminozitate la care circuitul reacționează se stabilește cu ajutorul potențiometrului R_p.

Măsurarea cantității de electricitate, Q, se efectuează cu ajutorul integratorului $A.O.1$. De pe rezistența R_e de valoare mică se culege o tensiune V_e care se aplică integratorului. Această valoare de tensiune este direct proporțională cu curentul de electroliză i_e. Ecuația VII.7 devine :

$$Q = \frac{1}{R_e} \int_0^t V_e \cdot dt. \qquad \text{(VII.8.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

Pe de altă parte, tensiunea de ieşire a integratorului este :

$$V_0 = \frac{1}{R_I C_I} \int_0^t V_e \cdot dt. \qquad \text{(VII.9.)}$$

Combinînd VII.8 şi VII.9 rezultă :

$$Q = \frac{R_I C_I}{R_e} \cdot V_0. \qquad \text{(VII.10.)}$$

Tensiunea de ieşire a integratorului va fi tot timpul proporţională cu cantitatea de electricitate ce a trecut prin celula de electroliză. Alegînd componenta de valori potrivite pentru R_I, C_I şi R_e se poate obţine o relaţie simplă între numărul de miliechivalenţi de substanţă de titrat şi tensiunea de ieşire. Astfel, alegînd $R_e = 10\ \Omega$, $R_I = 9{,}65\ M\Omega$ şi $C = 10\ \mu F$, 1 volt la ieşire echivalează cu 9,65 coulombi sau cu 0,1 mechiv. substanţă titrată. Valoarea mai sus citată pentru R_I se poate obţine cu ajutorul unui potenţiometru variabil de 10 MΩ. Rolul releului R, comandat de amplificatorul AR, constă în întreruperea curentului atunci cînd soluţia din cuva A s-a colorat. În acest fel tensiunea de ieşire a amplificatorului *A.O.1.* corespunde numai curentului ce a trecut prin celulă pînă la punctul de echivalenţă.

VII.6. MĂSURAREA INTENSITĂŢII LUMINOASE CU AJUTORUL FOTOELEMENTELOR

Fotoelementele, în special cele cu seleniu, sînt încă utilizate pe scară largă în fotometre de construcţie simplă şi performanţe medii. Relaţia dintre curentul generat de fotoelement şi fluxul luminos ce cade pe acesta este mult influenţată de sarcina externă (fig. VII.13). La rezistenţe scăzute ale circuitului extern curentul variază liniar cu iluminarea pentru ca pe măsura creşterii rezistenţei relaţia curent-iluminare să se abată de la liniaritate. Dacă nu este necesară o sensibilitate mare, curentul generat de fotoelement poate fi măsurat direct cu ajutorul unui voltampermetru. Dacă este necesară măsurarea unor inten-

Scanned with OKEN Scanner

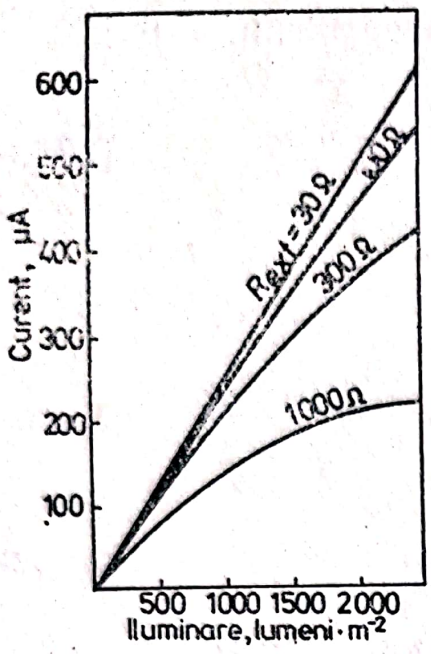


Fig. VII.13. — Caracteristicile unui fotoelement cu seleniu.

sităţi de radiaţie relativ mici, fără a sacrifica liniaritatea se recurge la amplificare.

Conectarea fotocelulei la un amplificator operaţional se face ca în fig.VII.14.

Cei doi poli ai fotoelementului sînt legaţi prin rezistenţa R_E, de valoare nu prea mare. Căderea de tensiune pe această rezistenţă este amplificată de un amplificator operaţional, cu cîştig reglabil prin intermediul unei rezistenţe de intrare variabile.

Un circuit de amplificare de tipul celor utilizate în unele spectrofotometre mai simple este redat în fig.VII.15. Cele patru tranzistoare constituie un amplificator diferenţial cu două etaje. Fotoelementul este cuplat prin intermediul potenţiometrului P_1 la bazele tranzistoarelor T_1, T_2. Potenţiometrele P_2, P_3 şi P_4 servesc la echilibrarea celor două părţi ale amplificatorului. Tranzistoarele T_3 şi T_4 sînt conectate ca repetori de emitor, furnizînd curentul pentru acţionarea instrumentului de măsură. Reglarea la zero a instrumentului pentru fotcelementul complet obturat se face cu ajutorul lui P_2. Reglarea amplificării se face cu P_1; valorile date pentru aceste potenţio-

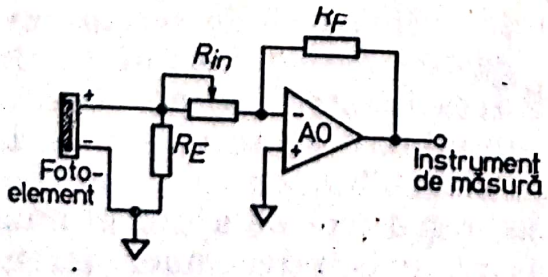


Fig. VII.14. — Circuit de amplificare pentru un singur fotoelement.

Scanned with OKEN Scanner

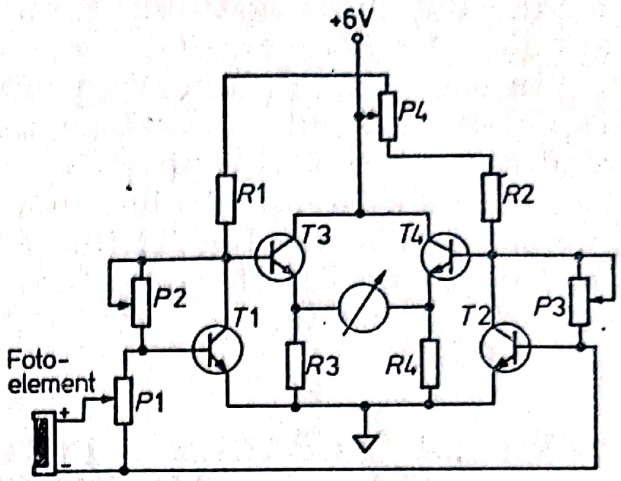


Fig. VII.15. — Amplificator diferențial pentru fotoelement. T_1 la T_4; BC 108. Valori orientative pentru rezistențe: $P_1 = 5\ K\Omega$, P_2, $P_3 = 50\ K\Omega$, $P_4 = 1\ K\Omega$, R_1, $R_2 = 1{,}5\ K\Omega$ și R_3, $R_4 = 560\ \Omega$.

metre ca și pentru restul rezistențelor sînt orientative întrucît pentru tranzistoare cu β diferit polarizarea trebuie modificată. Pentru a asigura funcționarea amplificatorului se selecționează tranzistoare cu caracteristici identice. În plus perechile $T_1 - T_3$ și $T_2 - T_4$ se introduc în plăci metalice comune astfel ca temperatura amîndorura să fie și ea aceeași.

Adesea fotoelementele se leagă în perechi pentru a elimina parțial fluctuațiile sursei de lumină, unul măsurînd intensitatea luminoasă a canalului de lucru, iar celălalt al canalului de referință. Dacă nu se cere o sensibilitate mare fotoelementele se conectează ca în fig.VII.16.a. Potențiometrul P_1 poate servi pentru aducerea la zero, cu ambele fotoelemente identic iluminate, iar P_2 pentru reechilibrarea circuitului dacă iluminarea fotoelementului din canalul de lucru variază. În acest caz instrumentul de măsură utilizat este instrument de zero. Circuitul se poate utiliza în aceeași formă sau într-o formă ușor

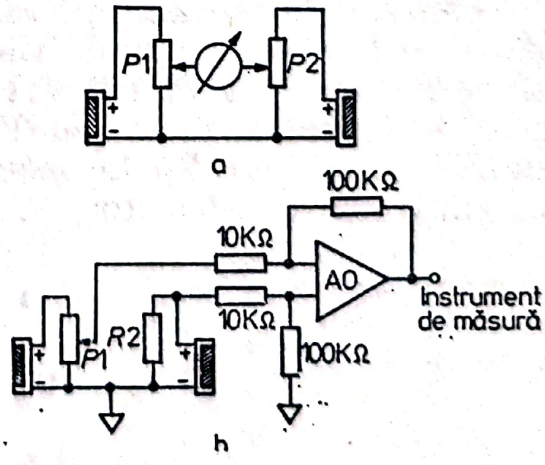


Fig. VII.16. — Legarea a două fotoelemente. a. fără amplificare; b. conectare la un amplificator diferențial.

modificată, locul instrumentului de măsură fiind luat de un amplificator operaţional montat drept comparator.

În acest caz P_1 serveşte pentru reglarea punctului de zero la iluminare identică. Variaţia iluminării unuia dintre fotoelemente are ca rezultat apariţia unei tensiuni de ieşire proporţională cu diferenţa de iluminare. Factorul de amplificare al comparatorului din fig.VII.16.b este de 10. Amplificatorul diferenţial din fig.VII.15 poate fi şi el utilizat pentru măsurători cu 2 fotoelemente.

VII.7. MĂSURAREA FOTOCURENŢILOR DE FOTOCELULĂ SAU FOTOMULTIPLICATOR

Fotocelulele au fost prezentate în capitolul I ca exemple de traductori mărimi fizice-curent.

Fotomultiplicatorii fac parte din aceeaşi categorie de traductori, avînd în plus faţă de fotocelule o serie de electrozi numiţi dinode cu ajutorul cărora se realizează o amplificare internă suplimentară, ceea ce conferă o importantă creştere a sensibilităţii. Curentul furnizat de aceşti fotodetectori este de ordinul 10^{-6}—10^{-13}A, ceea ce implică utilizarea unor sisteme de măsurare deosebite. Una din metodele de măsurare constă în a trece fotocurentul printr-o rezistenţă R_L şi a măsura căderea de tensiune. Pentru a obţine o cădere de tensiune de ordinul milivolţilor, R_L va fi de ordinul zecilor sau sutelor de megaohmi. Instrumentul de măsură utilizat trebuie să aibă o rezistenţă mult mai mare pentru a nu introduce erori de sarcină. Întrucît asemenea instrumente sînt pretenţioase şi scumpe se recurge la tehnica de nul.

Căderea de tensiune pe rezistenţa R_L înseriată cu un fotodetector FD şi sursa sa de alimentare V_A se compară cu o tensiune de referinţă V_R (fig.VII.17.a). Tensiunea V_R este variată pînă se obţine egalitate cu V_L, fapt indicat de detectorul de nul. Valoarea lui V_R în acest moment este proporţională cu curentul de fotodetector, i.

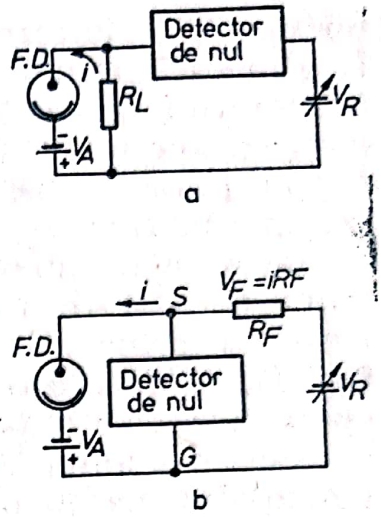
$$i = \frac{V_L}{R_L} \qquad \text{(VII.11.)}$$

$$V_L = V_R \qquad \text{(VII.12.)}$$

$$V_R = iR_L. \qquad \text{(VII.13.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

Fig. VII.17. — Măsurarea fotocurenţilor prin tehnica de nul.



Acest mod de conectare are dezavantajul introducerii unei neliniarităţi întrucît căderea de tensiune $i \cdot R_L$ poate produce o scădere a tensiunii între anod şi catod. Din acest motiv este mai frecventă o altă metodă de legare a detectorului de nul indicată în fig.VII.17.b. În acest caz fotocurentul generează pe rezistenţa R_F o cădere de tensiune V_F. Aceasta este contrabalansată de o sursă de referinţă variabilă V_R. Cînd cele două tensiuni sînt egale, punctele S şi G se află la acelaşi potenţial şi prin detectorul de nul nu trece curent :

$$V_R = V_F = iR_F. \qquad \text{(VII.14.)}$$

Acest din urmă principiu este utilizat în sistemele de măsură cu servoînregistratoare, locul detectorului de nul este luat de un vibrator care compară tensiunea între punctele S şi G, transmiţînd-o unui servoamplificator ($S.A$) ce acţionează un servomotor. Acesta la rîndul său variază V_R pînă cînd se egalează tensiunea pe R_F. Legarea servomotorului la o peniţă sau orice alt sistem mecanic de indicare ne dă posibilitatea de a cunoaşte valoarea lui V_R şi în consecinţă cea a fotocurentului. După cum s-a văzut la servomecanisme acest sistem are în principiu o

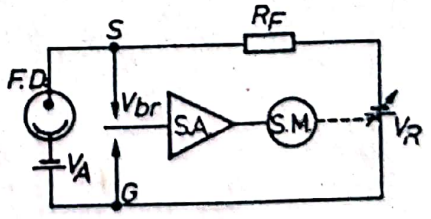


Fig. VII.18. — Măsurarea fotocurenţilor cu servo-înregistratoare.

rezistenţă de intrare infinită, atunci cînd se află la echilibru. În afara echilibrului amplificatorul consumă un oarecare curent la intrare şi din acest motiv nu orice sistem de potenţiometru înregistrator este potrivit. Se recomandă acela la care amplificatorul are o rezistenţă de intrare mare, de ordinul a 10 MΩ, sau mai mult.

Dacă se dispune de un amplificator operaţional cu rezistenţa de intrare mare, se poate converti uşor fotocurentul într-o tensiune. Un astfel de conversor este reprezentat în fig.VII.19. Se poate recunoaşte aici cu uşurinţă amplificatorul operaţional montat pentru măsurarea curenţilor. Întrucît intrarea inversoare a amplificatorului operaţional se găseşte practic la potenţialul masei, urmează că circuitul fotocelulei se închide fără a mai introduce o cădere de tensiune ce ar afecta-o pe aceea aplicată între anod şi catod. Rezistenţa R_F are valori de ordinul megaohmilor, după cum poate fi calculat din ecuaţia conversorului curent-tensiune (V.43). Aceasta face ca amplificarea să fie mare şi orice zgomote colectate prin intermediul cablurilor de legătură să influenţeze mult tensiunea de ieşire. Din acest motiv, astfel de amplificatoare ca şi cablul ce leagă traductorul de intrare se „blindează". Blindarea constă în închiderea amplificatorului într-o cutie metalică, reprezentată printr-un cadru întrerupt în fig.VII.19. Cablul ce leagă traductorul de amplificator are un înveliş din împletitură de sîrmă. Acest înveliş ca şi cutia metalică se conectează la masă şi la pămînt.

Fotomultiplicatorii pot fi legaţi în acelaşi fel ca şi fotocelulele. Întrucît existenţa dinodelor aduce o serie de particularităţi, sînt necesare cîteva precizări. Un fotomultiplicator poate avea dinodele dispuse circular (ca în fig.VII.20 partea de sus) sau liniar.

Amplificarea suplimentară ce se obţine cu ajutorul dinodelor are loc în urma unei multiplicări în avalanşe a electronilor. Fiecare dinodă se află la un potenţial mai pozitiv decît cea precedentă, prima fiind şi ea mai pozitivă decît fotoca-

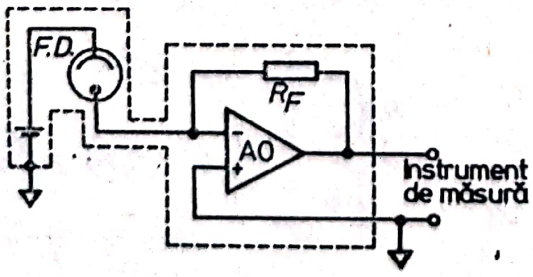


Fig. VII.91. — Conectarea unei fotocelule la un amplificator operaţional.

Scanned with OKEN Scanner

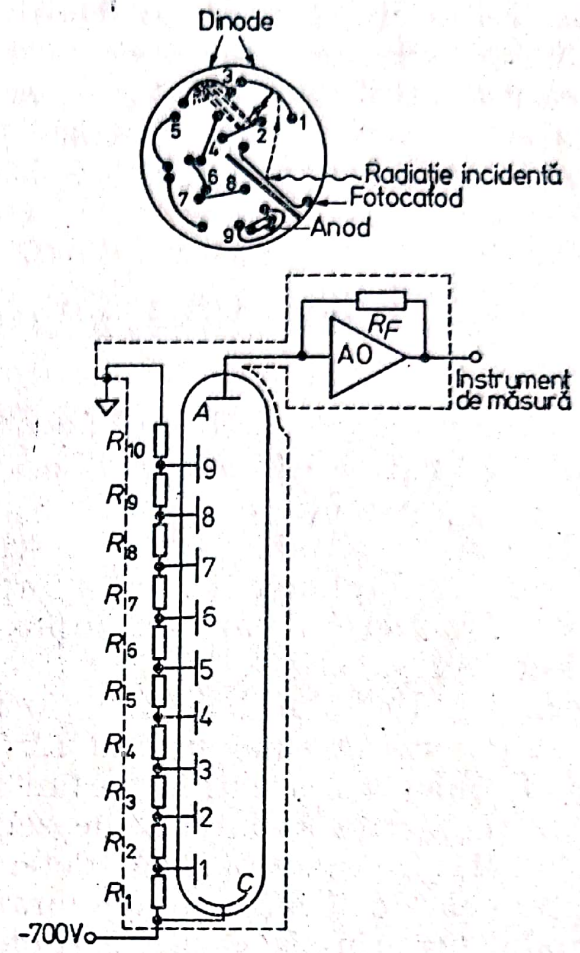


Fig. VII.20. — Dispunerea dinodelor într-un fotomultiplicator (sus). Circuitul de conectare a fotomultiplicatorului la sursa de tensiune și la sistemul de măsurare a fotocurentului (jos) $R_1 - R_{10} = 220$ kΩ; $R_F = 1 - 1000$ MΩ.

todul. Odată ce un foton lovește catodul, electronul expulzat din acesta va fi atras înspre prima dinodă. Dacă diferența de tensiune este de ordinul 50—150 V, electronul primește suficientă energie pentru a putea expulza 2—3 electroni din materialul dinodei (emisie secundară). La rîndul lor acești electroni vor smulge și mai mulți electroni din dinoda următoare. Fenomenul continuă pînă cînd de pe ultima dinodă vor fi colectați pe anod un grup mult mai numeros de electroni decît cel cu care inițial s-a pornit. Reprezentarea convențională a unui fotomultiplicator și modul de legare într-un circuit este redată în partea de jos a fig. VII.20. Între dinode este legat un lanț de rezistențe egale R_1 la R_{10}, formînd un divizor de tensiune.

Aplicînd la catod o tensiune negativă de cca 700 V (valoarea optimă pentru cele mai multe tipuri de fotomultiplicatori) pe fiecare rezistență se realizează o cădere de cca 70 V. Fiecare dinodă va fi deci la un potențial mai pozitiv decît cea precedentă, considerînd sensul numerotării de la catod spre anod. La prima vedere anodul fotomultiplicatorului pare să nu facă

Scanned with OKEN Scanner

parte din circuitul de polarizare, format din divizorul de tensiune. Realitatea este că circuitul se închide prin intrarea inversoare a amplificatorului care este practic la un potențial egal cu cel al masei. Ca și în cazul precedent se impune blindarea cablului de legătură și al amplificatorului.

VII.8. MĂSURAREA *p*H-ului

Determinarea *p*H-ului face parte din categoria operațiunilor de rutină din multe laboratoare și secții industriale. Deși este în aparență o operație simplă, determinarea corectă a *p*H-ului, ca și menținerea acestuia la anumite valori prescrise de procesul tehnologic, are o importanță adeseori greu de apreciat. Traductorul care s-a impus azi în măsurătorile de *p*H este electrodul de sticlă, fabricat în cele mai diverse forme și caracteristici. Principiul de funcționare a electrodului de sticlă a fost descris în subcapitolul I.2.

Problema cea mai importantă pe care o pune acest electrod este rezistența sa internă deosebit de ridicată — uneori peste 1000 MΩ. Aceasta face ca determinarea diferenței de potențial între cele două fețe ale membranei de sticlă ce constituie electrodul propriu-zis să poată fi efectuată numai cu instrumente avînd rezistența de intrare foarte mare. Aparatele mai vechi, dotate cu tuburi electronice, utilizau drept prim etaj un tub special, tub electrometric, care practic consuma foarte puțin curent în circuitul de comandă, prezentînd astfel o rezistență foarte ridicată. Odată cu dezvoltarea servomecanismelor și a tranzistoarelor cu efect de cîmp, s-au pus la punct sisteme complet tranzistorizate capabile să măsoare diferențe de potențial la capetele unui electrod de sticlă.

Una din soluțiile cele mai frecvente este aceea a servoamplificatoarelor potențiometrice cu vibrator sau orice alt sistem de modulare a semnalului, urmat de amplificarea acestuia, de modulare și măsurare. După cum s-a arătat în capitolul anterior, atunci cînd aceste mecanisme nu sînt la echilibru, curentul extras de la sursă nu este nul. Aplicarea lor la măsurarea *p*H-ului este condiționată de introducerea unui preamplificator ce conține un tranzistor cu efect de cîmp. Aceasta face ca și în afara echilibrului curentul consumat de la sursa de măsurat să fie foarte mic. Întrucît schema bloc a unui astfel de instrument este similară cu cea a oricărui potențiometru

Scanned with OKEN Scanner

înregistrator în cele ce urmează va fi descrisă numai partea de preamplificare. Un exemplu de preamplificator este dat în fig.VII.21. Semnalul de intrare este aplicat la unul din contactele vibratorului printr-o rezistenţă de 1000 MΩ, al doilea contact al vibratorului este cuplat la sursa de referinţă variabilă a servoînregistratorului. Dacă tensiunea celor două contacte nu este egală, atunci vibratorul va produce o tensiune de formă dreptunghiulară, avînd amplitudinea egală cu diferenţa dintre tensiunea de intrare şi tensiunea de referinţă. Aceasta va fi aplicată la poarta tranzistorului cu efect de cîmp T_1, montat ca repetor de sursă. Semnalul care apare pe potenţiometrul de 5 kΩ este aplicat printr-un condensator de 1,6 μF la baza tranzistorului T_2. Acesta îl amplifică şi-l aplică în continuare la baza lui T_3, care împreună cu T_4 formează un amplificator diferenţial. O porţiune a semnalului este trimisă înapoi, de la colectorul tranzistorului T_4 la baza lui T_2. Această reacţie asigură o bună liniaritate a operaţiei amplificatorului. Semnalul obţinut la colectorul T_3 este aplicat înfăşurării primare a transformatorului de cuplaj din circuitul de demodulare.

Odată cu fabricarea tranzistoarelor cu efect de cîmp şi poartă izolată (*TEC MOS*) s-a putut trece la fabricarea de *p*H-metre de construcţie mult simplificată, unele dintre ele alimentate cu baterii în scopul efectuării de determinări pe teren. Un astfel de *p*H-metru portativ (*Heath-Schlumberger SM101A*), este redat în fig. VII.22. Circuitul este extrem de simplu şi se bazează pe două tranzistoare *TEC MOS* dispuse într-un montaj diferenţial. Introducînd electrodul într-o soluţie de *p*H 7 se echilibrează amplificatorul astfel ca între sursele celor două tranzistoare să nu treacă nici un curent.

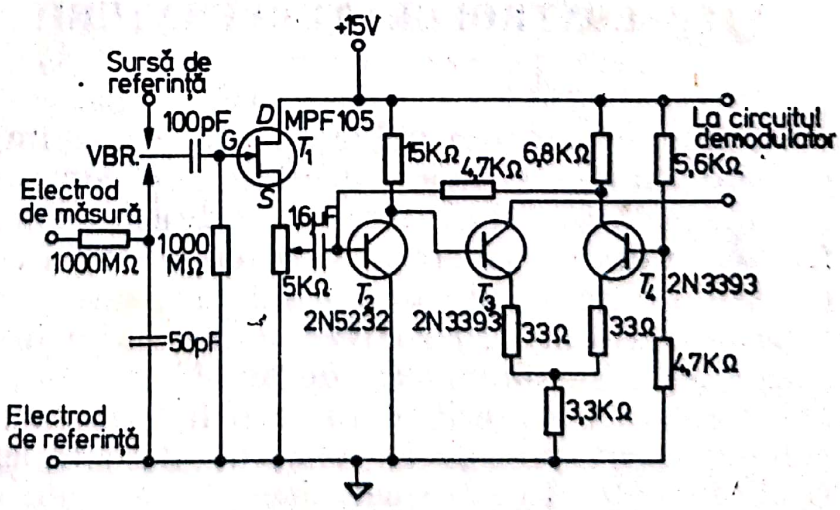


Fig. VII.21. — Preamplificator pentru *p*H-metru cu servoamplificatoare.

Scanned with OKEN Scanner

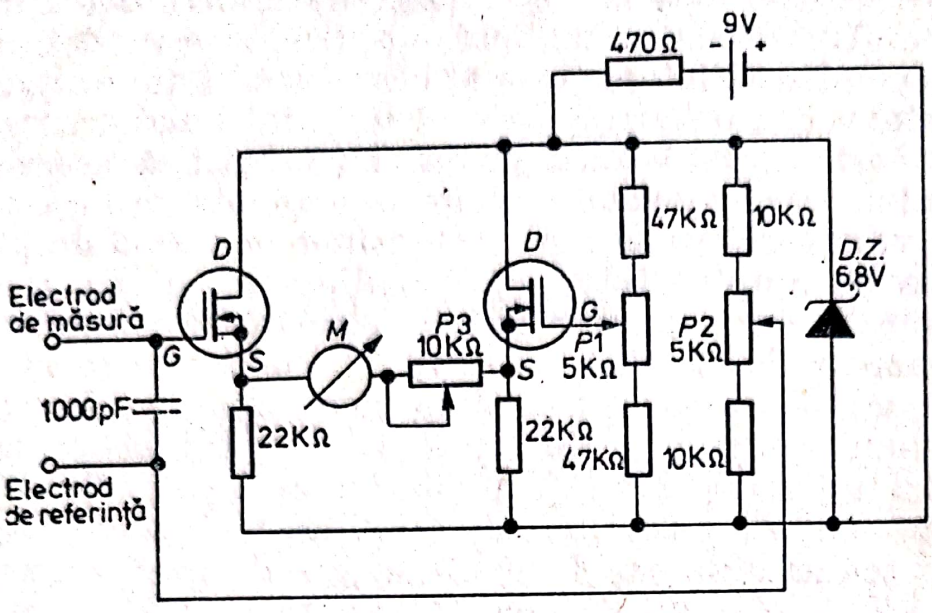


Fig. VII.22. — *p*H-metru cu tranzistoare MOSTEC.

În acest moment acul indicator al instrumentului de măsură va sta în mijlocul scalei la valoarea 7. Dacă se schimbă soluţia cu o alta, avînd un *p*H diferit, de exemplu 4, amplificatorul se dezechilibrează şi prin instrumentul *M* va trece un curent. Cu ajutorul lui P_3 se reglează acest curent astfel ca instrumentul să indice *p*H *4*. Alimentarea întregului circuit se face de la o baterie de 9 V. Tensiunea drenă-sursă este de 6,8 V şi este menţinută la această valoare cu ajutorul unei diode Zener.

VII.9. CONTROLUL TEMPERATURII

Temperatura este un factor de primă importanţă în multe procese chimice şi fizice, urmărirea şi controlarea ei făcîndu-se cu o varietate foarte largă de aparate. Una din modalităţile frecvente de menţinere a unei temperaturi constante constă în controlul curentului sau puterii furnizate corpului de încălzire a termostatului. Dispozitivele mai vechi utilizează în acest scop relee mecanice comandate de un sistem electronic sau mecanic. În momentul scăderii temperaturii termostatului pe baza unei comenzi provenite de la senzorul de temperatură, releul mecanic închide circuitul permiţînd curentului de reţea să treacă spre corpul de încălzire şi să ridice temperatura termostatului

Scanned with OKEN Scanner

pînă la valoarea prestabilită. În ultimul timp au apărut dispozitive în întregime electronice, fără părţi mecanice mobile, destinate a menţine temperatura în limite foarte înguste.

Un astfel de sistem este redat în circuitul din fig.VII.23. Locul releului mecanic este luat de un tiristor (DC) comandat de un tranzistor cu unijoncţiune T_4. Temperatura termostatului este sesizată de un termistor T_m, introdus într-un circuit de amplificare format din tranzistoarele T_1 şi T_2. Acesta formează un amplificator diferenţial ce controlează baza tranzistorului T_3 şi în consecinţă curentul ce trece înspre emitorul tranzistorului cu unijoncţiune. Dioda Zener DZ are rolul de a menţine tensiunea maximă aplicată circuitului la 20 V. Alimentarea întregului circuit se face printr-o punte de redresare fără circuit de filtrare.

Modul de funcţionare este următorul. Temperatura termostatului se fixează cu ajutorul potenţiometrului de 2 MΩ din circuitul de polarizare al tranzistorului T_1.

Dacă temperatura scade, rezistenţa lui T_m creşte, scoţînd amplificatorul diferenţial din echlilibru şi mărind curentul aplicat la baza lui T_3. Aceasta face ca în punctul E tensiunea să crească şi condensatorul C să se încarce pînă în momentul în care se atinge potenţialul de vîrf V_E al tranzistorului cu unijoncţiune.

În acest moment tranzistorul conduce, condensatorul C se descarcă prin primarul transformatorului de cuplaj, T_1 declan-

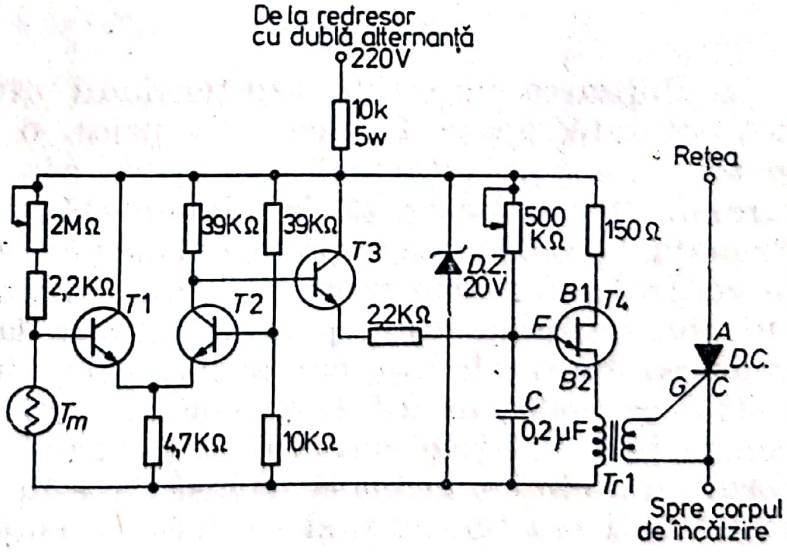


Fig. VII.23. — Circuit pentru controlul curentului de încălzire a unui termostat T_1 şi T_2 = 2N 5037; T_3 = 2 N 3 415; T_4 = 2 N 2646; T_n = termistor; D.C. = = tiristor.

Scanned with OKEN Scanner

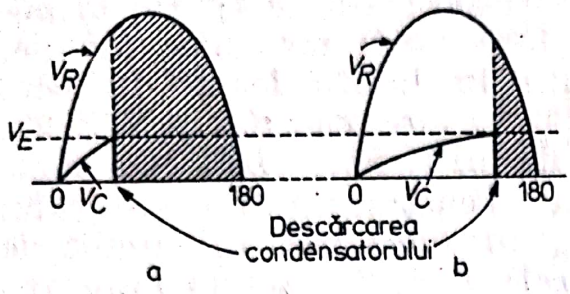


Fig. VII.24. — Controlul puterii prin intermediul momentului de declanşare a unui tyristor în timpul unei semialternanţe.

şînd tiristorul care începe să conducă. Timpul în care tiristorul conduce este reprezentat în fig.VII.24.a, prin aria haşurată ce urmează momentului în care condensatorul s-a descărcat. Ridicîndu-se temperatura scade rezistenţa T_m şi curentul prin T_3. Aceasta face ca încărcarea condensatorului să aibă loc mai încet şi declanşarea tiristorului să se producă la un moment mai tîrziu în cursul unei semialternanţe. Aria haşurată şi deci puterea furnizată corpului de încălzire este mult micşorată (fig.VII.24.b). Întrucît tot circuitul este alimentat de la o sursă de curent redresat, dar nefiltrat, după fiecare alternanţă tensiunea scade la zero, producînd blocarea oscilatorului şi descărcarea lui C.

Circuitul din fig.VII.23 permite menţinerea temperaturii în limitele a 0,02°C dacă se utilizează un termistor suficient de sensibil.

VII.10. SURSE DE ALIMENTARE STABILIZATE

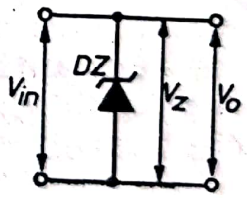
Stabilizarea curentului sau tensiunii provenite de la o sursă nestabilizată poate fi efectuată printr-o mare varietate de metode. Soluţia adoptată în fiecare caz depinde de natura sarcinii care urmează să fie alimentată şi de precizia cerută. Principial stabilizarea se poate obţine pe două căi. Prima constă în controlarea foarte precisă a unui anumit parametru al circuitului de alimentare, parametru care la rîndul său decide valoarea tensiunii sau curentului prin circuit. Aceasta este *stabilizarea parametrică*. O a doua cale, *stabilizarea prin reacţie*, constă în a menţine curentul sau tensiunea constanţi cu ajutorul unui circuit în buclă închisă. Acesta va urmări variaţiile curentului sau tensiunii şi va acţiona asupra unui element de control care să lase să treacă mai mult sau mai puţin curent, astfel ca variaţiile într-un sens să fie anulate printr-o reacţie în sens contrar.

Scanned with OKEN Scanner

Una din cele mai simple metode de stabilizare parametrică este menţinerea constantă a tensiunii cu ajutorul unei diode Zener. Dacă tensiunea sursei V_{in} este mai mare decît tensiunea Zener, dioda va conduce, şi la celălalt capăt al circuitului vom avea $V_0 = V_z$. Acest procedeu a fost utilizat în unele din circuitele prezentate anterior. De regulă acest gen de stabilizare este folosit la puteri mici sau pentru menţinerea constantă a tensiunii în anumite puncte ale unui circuit mai complex. Tot o stabilizare parametrică este aceea din fig.VII.26. Dioda Zener este introdusă în circuitul de polarizare a unui tranzistor. Menţinînd constantă tensiunea la bază se obţine un curent de colector de asemenea constant.

Stabilizări de precizii mai mari şi de asemenea puteri însemnate se obţin cu ajutorul circuitelor cu reacţie. Într-un asemenea circuit curentul de la sursa nestabilizată trece către aparatul de alimentat, reprezentat prin rezistenţa R_L, (fig. VII.27) printr-un tranzistor de trecere. Tensiunea la ieşire este urmărită de către un circuit de comparaţie şi control. Acesta o compară cu tensiunea unei surse de referinţă şi în funcţie de diferenţa obţinută alimentează baza tranzistorului de trecere cu un curent mai mare sau mai mic. La o creştere a tensiunii peste valoarea prestabilită, circuitul de control micşorează curentul de bază, reducînd astfel căderea de tensiune pe rezistenţa de sarcină. La scăderea tensiunii circuitul de control acţionează invers. Se realizează astfel şi o filtrare apreciabilă.

Fig. VII.25. — Stabilizarea tensiunii cu o diodă Zener.



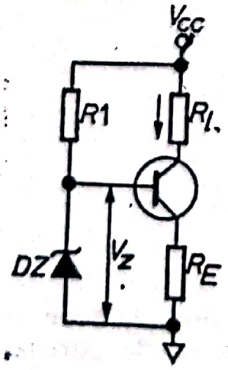


Fig. VII.26. — Sursă de curent stabilizat cu tranzistor şi diodă Zener în circuitul de polarizare.

Scanned with OKEN Scanner

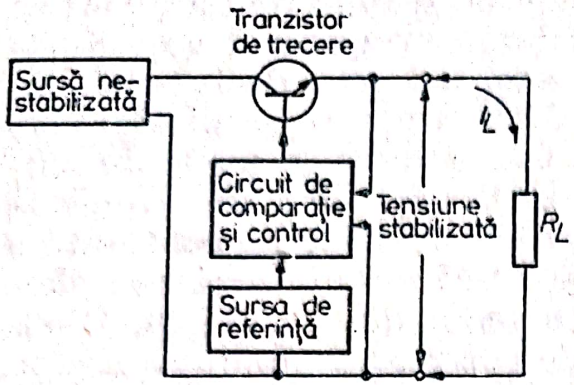


Fig. VII.27. — Schemă bloc a unei surse stabilizate de tensiune.

Dacă este necesară stabilizarea curentului şi nu a tensiunii, se introduce după tranzistorul de trecere o rezistenţă fixă R_T (fig.VII.28.). Căderea de tensiune pe această rezistenţă este urmărită de circuitul de comparaţie şi control întocmai ca şi în cazul precedent.

Variaţiile curentului prin R_L vor fi însoţite de variaţii de tensiune pe R_T. Circuitul de control va regla curentul de bază astfel încît căderea de tensiune pe R_T să rămînă constantă, ceea ce echivalează cu obţinerea unui curent constant prin R_L. Forma circuitului de comparaţie şi control poate varia în funcţie de necesităţi, de la aceea a unui simplu tranzistor pînă la un amplificator operaţional. În cele ce urmează vor fi descrise cîteva circuite de stabilizare tipice.

Deşi denumirea acestora arată că au fost destinate pentru un anumit tip de operaţie nu înseamnă că sînt limitate la aceasta. Spre exemplu un circuit pentru alimentarea cu tensiune constantă a unui bec cu filament de wolfram va putea fi la fel de bine utilizat în orice altă aplicaţie unde este necesară o bună stabilizare de tensiune.

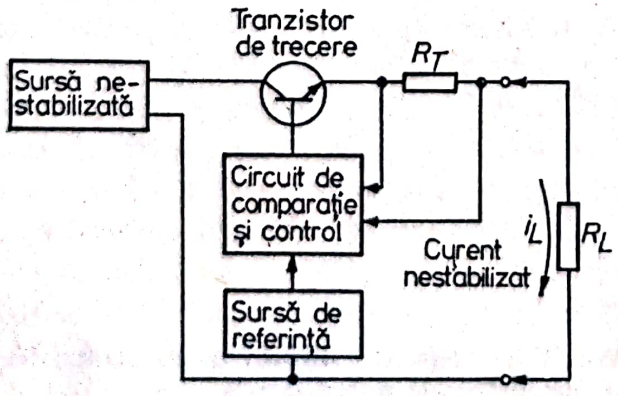


Fig. VII.28. — Schema bloc a unei surse stabilizate de curent.

Scanned with OKEN Scanner

VII.10.1. SURSĂ DE ALIMENTARE PENTRU BECURI CU FILAMENT DE WOLFRAM

Sursa din fig.VII.29 este destinată alimentării unui bec cu incandescenţă de 12 V şi poate furniza pînă la 1 A. Domeniul de aplicaţie poate fi mai larg întrucît tensiunea poate fi reglată între 9 V şi 15 V.

Circuitul de comparaţie şi control este format din tranzistoarele T_1, T_2, T_3 şi T_4, iar sursa de referinţă din tranzistorul cu efect de cîmp T_5, rezistenţa R_3 şi tranzistorul T_6, ultimul cu baza neconectată.

Tensiunea de reţea este redusă de transformatorul T_1 la 45 V, redresată de D_1 şi D_2 şi filtrată de C_1. Tranzistorul T_7 este tranzistorul de trecere. Baza acestuia este alimentată de tranzistoarele T_3 şi T_4, care răspund la fluctuaţiile amplificatorului diferenţial format de T_1 şi T_2. O intrare a acestui amplificator, baza lui T_1, este conectată la sursa de referinţă şi menţinută la 6,8 V. Cealaltă intrare, baza lui T_2, este cuplată la divizorul de tensiune format de R_3, P_1 şi R_4, primind astfel o porţiune din tensiunea de ieşire. Tensiunea de ieşire se poate selecta cu ajutorul potenţiometrului P_1. Orice variaţie a tensiunii de ieşire este sesizată de amplificatorul diferenţial care prin inter-

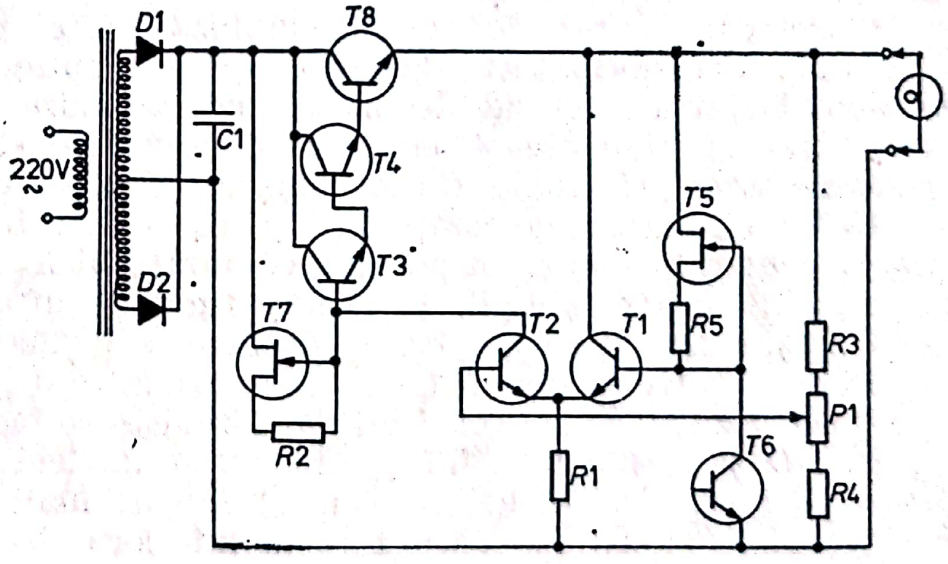


Fig. VII.29. — Sursă de tensiune stabilizată pentru bec şi filament. T_1, T_2, T_3 — $2N$ 3393; $T_4 = 2$ N 3566; T_5 şi T_7-MPF 105; T_6 — S 209, T_8 — DTS 410; C_1 — 1500 μF; R_1 — 6,3 kΩ; R_2 — 4,7 kΩ; R_3 — 1 kΩ; R_4 — 2,2 kΩ, R_5 — 630 Ω; P_1 — 5 kΩ.

Scanned with OKEN Scanner

mediul lui T_3, T_4 şi T_8 reface condiţia de echilibru. Tranzistorul T_9 şi rezistenţa R_2 constituie o sursă de curent constant pentru baza tranzistorului T_3 şi colectorul lui T_2.

VII.10.2. SURSĂ DE ALIMENTARE PENTRU LAMPĂ CU DEUTERIU

Lămpile cu deuteriu constituie sursa de radiaţii ultraviolete cea mai comodă şi sînt întîlnite la toate spectrofotometrele în ultraviolet şi vizibil. Radiaţia se obţine printr-o descărcare într-o atmosferă de deuteriu, între 2 electrozi, la o tensiune de cca 90 V. Iniţierea descărcării are însă loc la o tensiune mai înaltă, de cca 300 V, utilizîndu-se totodată şi un filament încălzit pentru a produce ionizarea gazului din incinta lămpii. Din această cauză o sursă de alimentare a unei lămpi cu deuteriu are o structură mai complexă, fiind nevoie, pe lîngă sursa principală de o sursă de tensiune înaltă pentru start, şi o sursă pentru filament. În plus, tranzistoarele din circuitele de control nu se mai pot alimenta direct, ca în cazul circuitului din fig.VII.30, tensiunea la care operează lampa fiind prea înaltă. Din acest motiv mai este necesară şi o sursă separată pentru circuitul de comparaţie şi control.

O asemenea sursă de curent stabilizat este redată în fig.VII.30. Transformatorul de reţea are mai multe înfăşurări pe secundar, fiecare fiind destinată unei anumite funcţiuni. Înfăşurarea A alimentează circuitul de tensiune ridicată, B constituie sursa principală, C este înfăşurarea sursei de + 15 V şi —15 V a circuitului de comparaţie şi control, iar D este înfăşurarea pentru filament. La pornire, comutatorul K_1 se închide încălzind filamentul lămpii. În acelaşi timp circuitul A, prin dioda D_1 şi rezistenţa R_2, aplică o tensiune de cca 300 V lămpii LD. Polul negativ al sursei A este conectat între diodele D_2 şi D_8 iar cel pozitiv la emitorul lui T_1. Circuitul se închide prin R_2, R_4 LD şi înapoi prin înfăşurarea B şi diodele D_2 şi D_3. Dioda D_8 împiedică închiderea circuitului de înaltă tensiune prin tranzistorul T_1. Pe măsură ce în interiorul lămpii gazul s-a ionizat şi descărcarea a început, întreaga tensiune a sursei A cade pe rezistenţa R_2 (150 kΩ), astfel că circuitul de înaltă tensiune este practic deconectat de sursa principală. Lampa va fi acum alimentată de sursa continuă constituită de înfă-

Scanned with OKEN Scanner

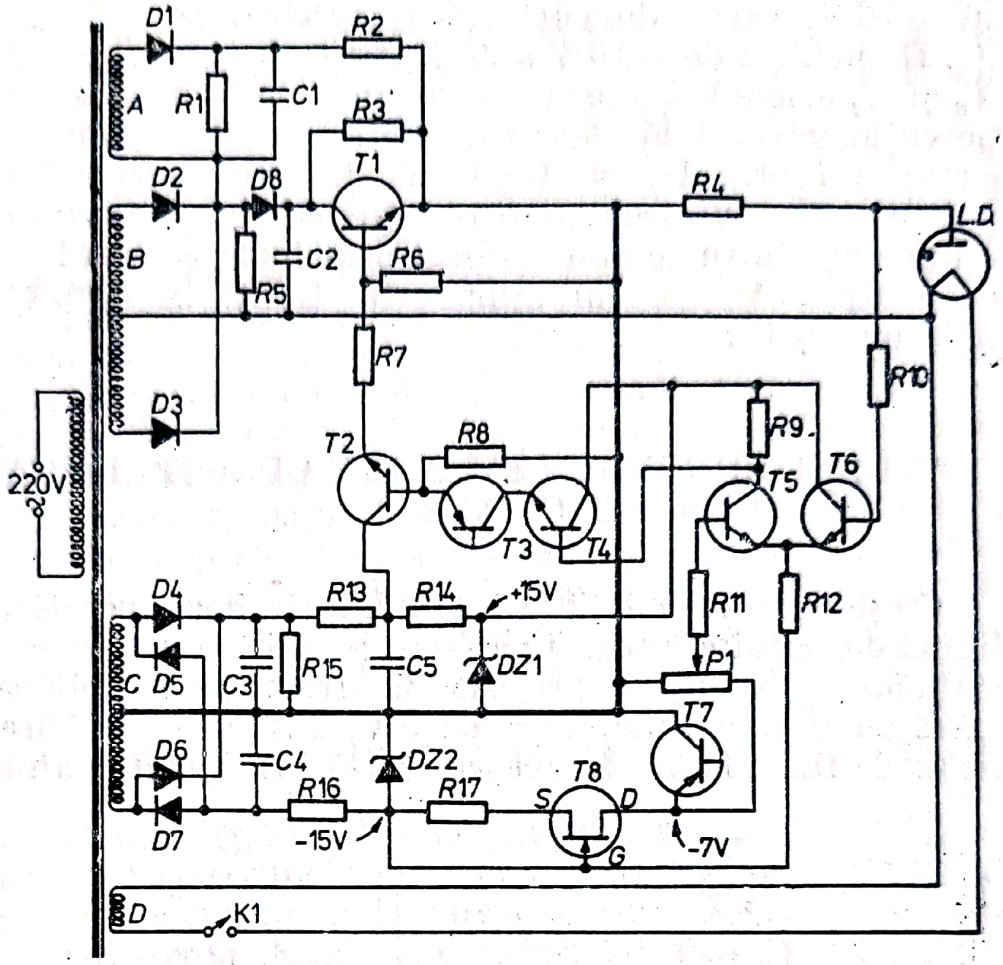


Fig. VII.30. — Sursă de curent stabilizat pentru lampă cu deuteriu. T_1 — *DTS* 410; T_2 — 2 *N* 3567; T_3 — *S* 2091; T_4, T_5 și T_6 — 2 *N* 3353, T_7 — *S* 2091; T_8 *MPF* 105; D_1 — D_8 57—27; *DZ*1 și *DZ*2 — 56 — 25; C_1 — 20 μF; C_2—100 μF; C_3 și C_4 — 100 μF, C_5 — 50 μF, R_1 — 470 kΩ, R_2 — 150 kΩ, R_3 — 100 kΩ; R_4 — 16 Ω; 24 W; R_5 — 100 kΩ; R_6 — 10 Ω, R_7 — 57 Ω; R_8 — 3,9 kΩ; R_9 — — 10 kΩ; R_{10} — 6,8 kΩ; R_{11} — 6,8 kΩ; R_{12} — 10 kΩ; R_{13} și R_{14} — 390 Ω; R_{15} — 10 *k*Ω; R_{16}— 1 *k*Ω; R_{17} — 550 Ω.

şurarea *B*, diodele D_2 şi D_3 şi circuitul de filtrare R_5 şi C_2. Curentul prin lampă este controlat de tranzistorul de trecere T_1. Căderea de tensiune pe rezistenţa R_4 este aplicată amplificatorului diferenţial format de T_5 şi T_6. Această tensiune este comparată cu tensiunea de referinţă culeasă de pe potenţiometrul P_1. Diferenţa rezultată la colectorul lui T_5 este amplificată de T_4 şi T_2 şi aplicată la baza tranzistorului de trecere. T_2 este utilizat ca o diodă Zener pentru a asigura o cădere de tensiune de cca 7 V, între emitorul T_4 şi baza lui T_2.

Înfăşurarea *C* şi componentele adiacente formează o sursă filtrată şi stabilizată cu diode Zener (*DZ*1 şi *DZ*2) de + 15 V

Scanned with OKEN Scanner

Scanned with OKEN Scanner

şi —15 V, care alimentează tranzistoarele T_2, T_4, T_5 şi T_6. De pe linia de —15 V o derivaţie formată din tranzistoarele T_8 şi T_7 asigură o tensiune constantă de — 7 V care se aplică potenţiometrului P_1. Aceasta este sursa de referinţă, valoarea curentului prin lampă fiind reglată prin poziţia cursorului potenţiometrului. De remarcat la această sursă faptul că există o diferenţă între comunul sursei principale şi cel al circuitelor de control. Acesta din urmă este trasat în figură printr-o linie îngroşată.

VII.10.3. SURSE STABILIZATE CU AMPLIFICATOARE OPERAŢIONALE

Creşterea disponibilităţii amplificatorilor operaţionali sub formă de circuite integrate a făcut posibilă construirea de surse stabilizate de înaltă precizie şi structură simplificată. Un exemplu îl constituie sursa de 5 V, 2 A, al cărui circuit este redat de fig. VII.31. În această sursă utilă pentru alimentarea

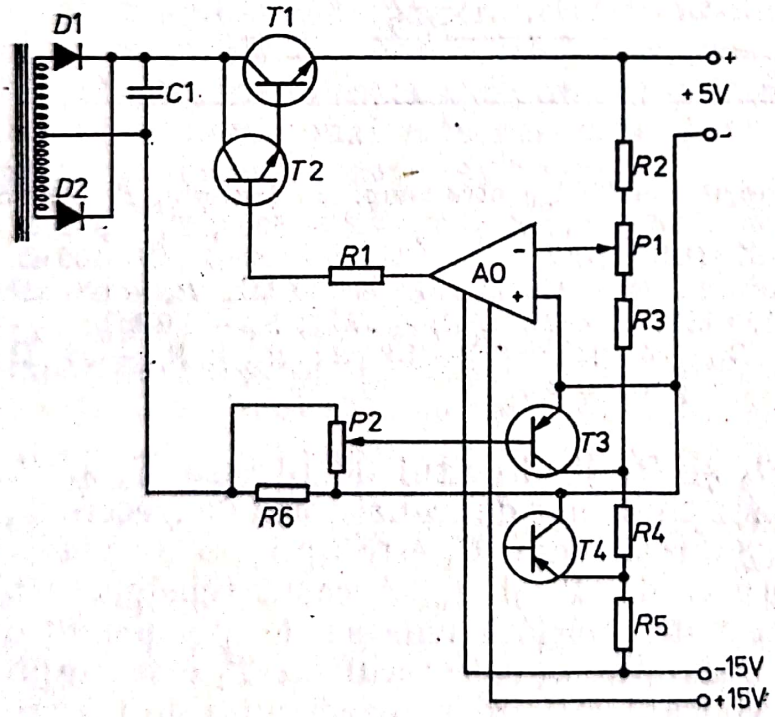


Fig. VII.31. — Sursă stabilizată de 5 V, avînd un amplificator operaţional în circuitul de comparare şi control. T_1 — *MHT* 9210, T_2 — 2 *N* 3567; T_3 — 2*N* 3393; T_4 — *S* 209; *AO* — μA 709; D_1, D_2 — 56—27; C_1 — 1500 μF, R_1 — 100 Ω, R_2 — 9,1 kΩ, R_3 — 7,8 kΩ; R_4 — 4,7 kΩ; R_5 — 3,9 kΩ; R_6 — 0,33 Ω P_1 — — 1 kΩ; P_2 — 50 Ω.

unor circuite integrate, curentul este controlat tot de un tranzistor de trecere T_1. Rolul comparatorului îl joacă un amplificator operaţional *A.O.*, de tipul μA 709. Intrarea (+) a amplificatorului este legată la ramura negativă a sursei.

La intrarea inversoare sînt aplicate două tensiuni. Tensiunea de control se aplică de la ramura pozitivă a sursei prin rezistenţa R_2 şi porţiunea de sus a potenţiometrului P_1. Din tensiunea de alimentare de —15 V a amplificatorului operaţional se obţine o tensiune de referinţă constantă de cca — 7 V cu ajutorul rezistenţei R_5 şi a tranzistorului T_4 utilizat ca diodă Zener. Această tensiune de referinţă este aplicată tot la intrarea inversoare prin rezistenţele R_4, R_3 şi porţiunea de jos a potenţiometrului P_1. Suma celor două tensiuni aplicate intrării inversoare este foarte aproape de zero. Dacă tensiunea de ieşire a sursei se ridică peste 5 V, tensiunea la intrarea inversoare creşte, ceea ce duce la apariţia unei tensiuni negative la ieşirea amplificatorului operaţional şi reducerea curentului la bazele tranzistoarelor T_1 şi T_2. Drept consecinţă, rezistenţa colector-emitor a tranzistorului T_1 creşte, reducînd tensiunea de ieşire. Evident circuitul va reacţiona invers la o scădere a tensiunii de ieşire.

Circuitul din fig.VII.31 mai conţine şi un dispozitiv de siguranţă care întrerupe alimentarea atunci cînd sarcina consumă prea mult curent de la sursă. Acesta constă din tranzistorul T_3, rezistenţa R_6 şi potenţiometrul P_2. Valoarea rezistenţei R_6 este foarte mică (0,33 Ω) aşa încît căderea de tensiune la capetele ei va fi destul de redusă. La un curent de 2A, căderea de tensiune este de 0,66 V. Dacă valoarea curentului creşte, căderea de tensiune devine suficientă pentru a aduce tranzistorul T_3 în stare de conducţie, legînd sursa de referinţă la polul negativ. În acest caz la intrarea inversoare a amplificatorului rămîne o tensiune pozitivă suficient de ridicată, care prin inversare de către amplificator să ducă la blocarea completă a tranzistorului T_1.

VII.10.4. SURSĂ PROGRAMABILĂ STABILIZATĂ DE PRECIZIE PENTRU LĂMPI CU CATOD CAVITAR

Lămpile cu catod cavitar sînt surse spectrale utilizate în aparatele de analiză prin absorbţie atomică, fluorescenţă atomică şi într-o serie de alte sisteme spectrale de analiză. O astfel

Scanned with OKEN Scanner

de lampă emite liniile spectrale ale unui element sau ale unui grup de elemente. Lampa constă dintr-un catod cu o cavitate şi un anod, închişi într-o incintă în care se află un gaz rar la presiune scăzută.

Supunînd cei doi electrozi la o diferenţă de tensiune cuprinsă între 300 şi 500 V are loc o descărcare, spaţiul cavitar al catodului devenind sediul unei radiaţii care conţine liniile materialului din care este confecţionat acesta precum şi liniile gazului rar. Pentru fiecare element se confecţionează o astfel de lampă, setul complet care se livrează cu un aparat de absorbţie atomică ajungînd pînă la 70 de lămpi.

Descărcarea în lămpile cu catod cavitar poate să fie o descărcare continuă sau o descărcare modulată, în funcţie de tipul de aparat şi sistemul de măsură, cu care este dotat acesta. Curenţii de operare a lămpilor variază între 3—20 mA.

În aparatele de fluorescenţă atomică, lămpile cu catod cavitar sînt operate la curenţi mult mai mari, peste 200 mA. În acest caz operaţia continuă ar duce la distrugerea lămpii, aşa că se recurge la operarea intermitentă pe intervale de 10—20 ms, în tren de 10—100 pulsuri, urmat de pauze de cîteva zeci de secunde. Radiaţia furnizată de aceste lămpi trebuie să fie constantă, aceasta fiind o condiţie fundamentală a reuşitei analizelor. Din aceste motive o astfel de sursă trebuie să fie stabilizată în limite foarte restrînse şi în acelaşi timp să poată fi operată în toate cele trei moduri amintite mai sus : continuu, modulat sau intermitent. În sursa din fig.VII.32 se face uz de controlul prin circuitul de reacţie al unui amplificator operaţional. În acest caz o mică parte din curentul ce trece prin circuitul lămpii cu catod cavitar este introdus în circuitul de reacţie al unui amplificator operaţional, care la rîndul lui controlează un tranzistor de trecere. Lampa este alimentată de la o sursă nestabilizată V_N de 500 V. Circuitul de alimentare se închide prin tranzistorul de trecere T_1 şi rezistenţele R_3 şi R_4. Cît timp tranzistorul este blocat, lampa nu funcţionează. Aducerea tranzistorului în regim de conducţie se face de către amplificatorul operaţional $A.O.1.$, a cărui ieşire furnizează curentul de bază necesar. Trecerea curentului prin circuit face ca pe rezistenţa R_4 să apară o cădere de tensiune v_5. Semnul acesteia este schimbat de inversorul $A.O.2.$, care face parte din circuitul de reacţie a lui $A.O.1.$, împreună cu rezistenţa R_2. Orice schimbare a curentului i_L în circuit duce la o variaţie a lui v_S, ceea ce determină amplificatorul $A.O.1$ să varieze curentul la baza lui T_1 pînă cînd curentul revine la valoarea ini-

Scanned with OKEN Scanner

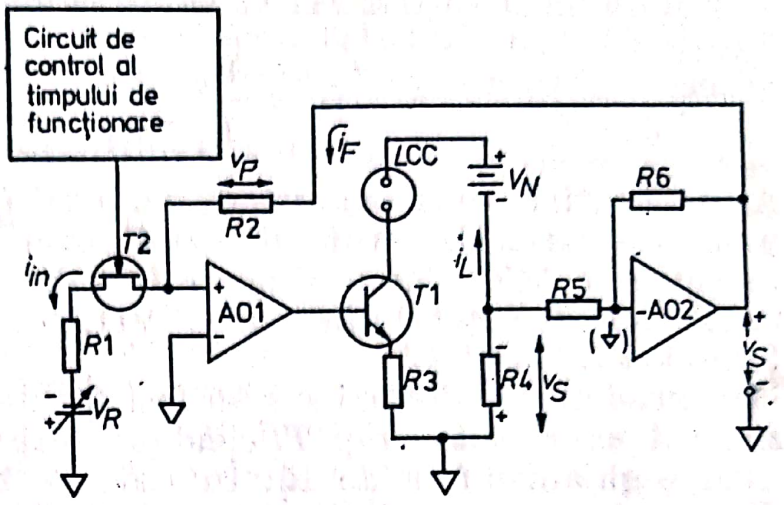


Fig. VII.32. — Sursă stabilizată pentru operarea intermitentă a lămpilor cu catod concav (LCC). *AO*1 şi *AO*2 Burr — Brown 3081/12 *C*; T_1 — *DTS* 413; T_2 — *MPF* 105; R_1 — 200 kΩ; R_2 — 50 kΩ; R_3 — 50; R_4 — 10; R_5 şi R_6 — 10 kΩ; V_R 0—9 V; V_N — 500 V;

ţială. La intrarea inversoare a lui *A.O.*1 este aplicată şi o tensiune de referinţă, provenită de la o sursă variabilă V_R, printr-o rezistenţă R_1. Tranzistorul cu efect de cîmp T_1 are rol de comutator, permiţînd sau nu conectarea acestei tensiuni la intrarea amplificatorului.

Funcţionarea circuitului poate fi mai uşor înţeleasă plecînd de la ecuaţiile de bază :

$$v_S = i_L \cdot R_4. \qquad \text{(VII.15.)}$$

Această cădere de tensiune trebuie s-o egalizeze pe aceea de pe rezistenţa R_2, întrucît punctul sumator al amplificatorului operaţional (intrarea inversoare) se află la tensiune zero faţă de masă.

$$v_F = v_S \qquad \text{(VII.16.)}$$

sau :

$$i_F R_2 = i_L R_4 \qquad \text{(VII.17.)}$$

dar :

$$i_F = i_r^i = \frac{V_R}{R_1} \qquad \text{(VII.18.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

Înlocuind în ecuaţia VII.17 valoarea lui i_F din VII.18 rezultă

$$i_L = \frac{V_R}{R_1} \cdot \frac{R_2}{R_4}. \qquad \text{(VII.19.)}$$

Această ultimă ecuaţie arată că curentul i_L prin circuit nu depinde de variaţiile tensiunii nestabilizate V_N sau căderile de tensiune pe LCC. Curentul poate fi reglat prin alegerea convenabilă a rezistenţelor din ecuaţia VII.19 sau a tensiunii de referinţă V_R.

Consideraţiile de mai sus au fost făcute în ipoteza că tranzistorul cu efect de cîmp T_1 conduce, rezistenţa sursă — drenă fiind neglijabilă faţă de R_1. În stare de blocaj rezistenţa lui T_1 este foarte mare (cel puţin 1000 MΩ), sursa de referinţă fiind practic izolată de intrarea amplificatorului. În acest caz valoarea curentului i_L va fi practic zero, fapt ce se poate ilustra prin înlocuirea lui R_1 în ecuaţia VII.19 cu valoarea rezistenţei tranzistorului în stare blocată.

Fiindcă starea tranzistorului cu efect de cîmp poate fi uşor controlată electronic, timpul şi modul de funcţionare al sursei poate fi programat cu un circuit adecvat.

Aplicînd o tensiune pozitivă continuă la poarta lui T_1, descărcarea în lampă va fi şi ea continuă. O descărcare modulată se obţine prin aplicarea unei tensiuni alternative, sinusoidală sau dreptunghiulară. Dacă se aplică un tren de pulsuri scurte, se obţine o funcţionare intermitentă, descărcarea avînd loc pe durata fiecărui puls.

Cu ajutorul sursei de mai sus o lampă cu catod cavitar furnizează o radiaţie stabilizată în limitele a 0,01 — 0,04 %.

BIBLIOGRAFIE

1. H. V. MALMSTADT, C. G. ENKE şi E. C. TOREN, *Electronics for Scientists*, W. A. Benjamin, Menlo Park, Calif., 1962.
2. H. V. MALMSTADT, M. L. FRANKLIN şi G. HORLICK, *Photon Counting*, în „Analyt. Chem.", *44*, Julie, 63A (1972).
3. W. F. PICKERING, *Modern Analytical Chemistry*, Marcel Dekker, New York, 1971.
4. G. E. TOBEY, J. C. GRAEME şi L. P. HUELSMAN, *Operational Amplifiers*, Mc Graw-Hill, New York, 1971.

Scanned with OKEN Scanner

5. H. V. MALMSTADT, R. M. BARNES și P. A. RODRIGUEZ, *A Multi-purpose High Precision Recording Photometer*, în „Journal of Chem. Educ.", 41, 263 (1964).
6. J. S. SMITH, *Modern, Operational Circuit Design*, Wiley-Interscience, New York, 1971.
7. E. J. BAIR, *Introduction to Chemical Instrumentation*, Mc. Graw-Hill, New York, 1962.
8. H. LAITINEN, *Chemical Analysis*, Mc Graw-Hill, New York, 1960.
9. L. FEIER, I. DRAGU, V. VULPE, *Dioda Zener*, Ed. Tehnică, București, 1975.
10. G. W. EWING, *Analytical Instrumentation*, Plenum Press, New York, 1966.
11. E. CORDOS, I. ANGYALOSI și C. DUMITRESCU, *Aparatus for Automated Cyclic Chronopotentiometry*, în Rev. Roumaine de Chimie, (sub tipar).
12. * * * , *Catalog de circuite integrate*, IPRS — Băneasa, 1972.
13. * * *, *Tranzistor Manual*, ed. a VII-a, General Electric, Co., 1964.
14. P. E. GRAY și C. L. SEARLE, *Electronic Principles. Physics, Models, and Circuits*, Wiley and Sons, New York, 1969.
15. A. BARNA: *Operational Amplifiers*, Wiley and Sons, New York, 1971.
16. H. H. WILLARD, L. L. MERRITT și J. A. DEAN: *Instrumental Methods of Analysis*, Ed. 4-a, Van Nostrand, Princeton, New Jersey, 1965.
17. * * * : *Photomultiplier Manual*, R.C.A. Corp, 1970.
18. R. S. BATTER și R. J. BOCZKOWSKI: *Constant Temperature Systems*, în: Journal of Chem. Educ., *47*, 312 (1970).
19. * * * : — *EV—700 Series Instruction Manual*, Heath Schlumberger, Benton Harbour, Michigan, 1970.
20. . . : — *SM—101 Portable pH-meter*, Heath Schlumberger, Benton Harbour, Michigan, 1970.
21. E. CORDOS și H. V. MALMSTADT: — *A Programmable Power Supply for Operation of Hallow Cathode Lamps*, in: Analyt. Chem., *44*, 2407 (1972).

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul VIII
NOȚIUNI GENERALE DE LOGICĂ ELECTRONICĂ

Forma finală în care se exprimă rezultatele unei măsurători este aceea a unui număr. S-a arătat în primul capitol că acest număr poate fi obținut de operator în urma citirii gradațiilor de pe scala unui aparat sau poate fi furnizat direct de aparatele cu așa-zisa afișare numerică sau afișare digitală. Această din urmă formă de afișare are cîteva avantaje față de afișarea analogică. În primul rînd nu este supusă erorilor subiective care ar putea apărea atunci cînd operatorul citește diviziunile de pe scală. Apoi rezultatul în formă digitală poate fi utilizat direct de către calculatoare sau alte dispozitive specializate care furnizează informația în forma ei finală (de exemplu în unități de concentrație). Aceste operațiuni se efectuează cu ajutorul unor circuite digitale care au apărut ca rezultat al materializării unor principii matematice cu ajutorul electronicii. Pe lîngă posibilitatea afișării numerice aceste circuite au permis măsurarea directă a fenomenelor discrete, a acelora de scurtă durată, sau care se petrec la intervale foarte scurte de timp. Aceleași circuite digitale stau la baza prelucrării numerice, a rezultatelor, în calculatoare de toate dimensiunile, precum și a circuitelor de automatizare din diferite aparate întîlnite în laboratoare de toate genurile sau secțiile unităților industriale.

VIII.1. CONCEPTE LOGICE DE BAZĂ

Una din operațiunile cele mai frecvent întîlnite în aparatele ce conțin circuite digitale este numărarea. În mod obișnuit noi utilizăm pentru calcule ceea ce se cheamă sistem de numărare

Scanned with OKEN Scanner

în baza 10. Un număr exprimat în această bază constă din mai multe cifre, fiecare reprezentînd coeficientul unei puteri a lui 10. De ex., 825 înseamnă $8 \times 10^2 + 2 \times 10^1 + 5 \times 10^0$. Fiecare cifră poate avea atîtea stări distincte cît este baza de numărare. În baza 10 fiecare cifră are zece valori, de la 0 la 9. Dacă se pune problema construcţiei unui dispozitiv de numărare în baza 10 atunci acesta va trebui să aibă 10 stări distincte care să permită deosebirea unei valori a cifrei de alta.

Utilizarea bazei 10 nu este în fond obligatorie. Se pot alege şi alte baze de numărare, cum ar fi 8, 5, 12 etc. Dacă ar fi să lucrăm în baza 8 am avea cifre de la 0 la 7. În baza 12 ar trebui să inventăm încă două simboluri pentru a reprezenta echivalentul lui 10 şi 11, din baza 10. Un caz deosebit îl prezintă baza 2, care este cea mai mică bază număr întreg de numărare. O cifră în această bază va putea avea doar două valori, 1 şi 0. Un număr va fi constituit dintr-o succesiune de 1 şi 0, fiecare reprezentînd coeficientul unei puteri a lui 2. Acest sistem de numărare este denumit sistem binar şi a fost parţial prezentat în capitolul I, în paragraful referitor la domeniul digital. În tabelul VIII.1 sînt trecute numerele zecimale de la 0 la 15, care pot fi acoperite numai cu patru cifre în sistemul binar.

Tabel VIII.1.

Echivalenţe dintre numere zecimale şi binare

Număr zecimal	Echivalent binar			
	2^3	2^2	2^1	2^0
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	1	0	1	0
11	1	0	1	1
12	1	1	0	0
13	1	1	0	1
14	1	1	1	0
15	1	1	1	1

Scanned with OKEN Scanner

Numărul 13, de pildă, va fi în sistemul binar reprezentat prin 1101, adică $1 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$.

Principalul avantaj al sistemului binar constă în aceea că operează doar cu două stări corespunzînd lui *1* şi *0*, care pot fi uşor echivalate cu o anumită situaţie într-un punct al unui circuit electronic. Astfel o tensiune pozitivă ar putea reprezenta *1* şi una negativă *0*, sau o tensiune de 0 V ar fi *0* şi + 5 V ar fi *1*. Aceasta face ca circuitele necesare operaţiilor cu numere binare să fie mai simple şi mai sigure în funcţionare.

Pe de altă parte chiar o simplă numărătoare în sistemul binar, cu ajutorul unor circuite electronice, implică realizarea unor operaţiuni de logică matematică. Această ramură a matematicii a fost dezvoltată sub forma unei „algebre a logicii" de către matematicianul englez George Boole. În forma ei originală, *algebra logicii* sau algebra booleană a constituit doar o expresie teoretică a operaţiunilor efectuate cu propoziţii cărora li se asocia valoarea de adevărat sau fals. Abia în 1938 Claude E. Shanon a aplicat-o la analiza circuitelor de comutare şi a introdus cîteva din denumirile actuale ale conceptelor ei de bază.

Noţiunile de *adevărat* şi *fals* din algebra booleană pot fi simbolizate prin *1* şi *0*. Aceste valori nu au în cadrul algebrei booleene aceeaşi semnificaţie ca în algebra obişnuită. Pe cînd în aceasta din urmă 1 şi 0 au o semnificaţie *numerică*, în algebra booleană ele au o semnificaţie logică. Să luăm spre exemplu situaţia unei surse de lumină. Dacă sursa emite radiaţii situaţia respectivă se notează cu *1*. Dacă becul nu arde vom reda acest fapt prin notaţia *0*. Situaţia sau afirmaţia în cauză se poate nota cu o variabilă.

Să presupunem că ne interesează o reacţie care are loc numai în mediu alcalin, să spunem la $p\mathrm{H} > 12$. Vom nota „mersul reacţiei" cu A. Dacă $p\mathrm{H} > 12$ reacţia are loc şi $A = 1$. La $p\mathrm{H} < 12$ reacţia încetează şi $A = 0$.

O anumită stare de lucruri, mersul unui fenomen într-o direcţie oarecare sau o afirmaţie pot fi condiţionate de mai multe variabile. Între acestea pot exista diferite raporturi care sînt exprimate prin operaţiuni de algebră booleană. Baza acestor operaţiuni o constituie trei concepte logice denumite „ŞI", „SAU" şi „NU". Ele vor fi descrise mai jos.

VIII.1.1. CONCEPTUL ŞI

Două sau mai multe variabile care compun o afirmaţie se află într-o relaţie ŞI, dacă toate trebuie să fie adevărate pentru ca afirmaţia compusă să fie adevărată.

Scanned with OKEN Scanner

Să reluăm exemplul cu reacţia care are loc numai la $p\mathrm{H} > 12$ şi să mai adăugăm o condiţie B. Să presupunem de pildă, că reacţia decurge numai dacă tempearatura T este peste 60°. În acest caz valorile variabilelor A şi B sînt :

$$p\mathrm{H} > 12 \qquad A = 1$$

$$p\mathrm{H} < 12 \qquad A = 0$$

$$T > 60° \qquad B = 1$$

$$T < 60° \qquad B = 0.$$

Considerînd ambele condiţii de $p\mathrm{H}$ şi temperatură, reacţia are loc numai dacă $p\mathrm{H} > 12$ şi $T > 60°$, adică $A = 1$ *ŞI* $B = 1$. Acest lucru este exprimat simbolic astfel :

$$A \cdot B$$

Simbolul „$\cdot$" reprezintă o operaţie ŞI între cele două variabile. Alte simboluri pentru această operaţie sînt : „$\cap$" şi „$\wedge$".

În caz că una dintre variabile sau amîndouă sînt zero, afirmaţia nu este adevărată, respectiv reacţia nu are loc. Un mod ilustrativ de a reda o operaţiune logică constă în întocmirea unui „tabel al adevărului". Într-un astfel de tabel se trec toate combinaţiile posibile ale variabilelor precum şi rezultatul combinaţiilor între ele.

Tabelul VIII.2 este un tabel al adevărului pentru operaţia „ŞI". Se observă că afirmaţia compusă este *1* numai dacă amîndouă variabilele ce o compun sînt *1*.

Tabelul VIII. 2.

Tabelul adevărului pentru operaţia „ŞI"

A	B	A.B
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Scanned with OKEN Scanner

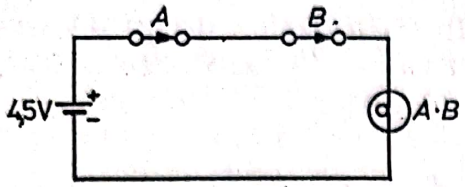


Fig. VIII.1. — Realizarea operației ȘI cu comutatoare.

Un exemplu de materializare a conceptului ȘI îl constituie circuitul din fig.VIII.1, format dintr-o sursă de 4,5 V, un bec și două comutatoare, *A* și *B*, montate în serie. Starea *1* corespunde trecerii curentului prin circuit. Cele două comutatoare constituie două variabile avînd valoarea *1* cînd sînt închise și *0* cînd sînt deschise. Prin întreg circuitul va trece curent numai dacă ambele comutatoare sînt închise, deci $A = 1$ *ȘI* $B = 1$.

VIII.1.2. CONCEPTUL SAU

Variabilele ce compun o afirmație se află într-o relație SAU dacă este suficient ca cel puțin una din ele să fie *1* pentru ca afirmația compusă să fie *1*. Operațiunea SAU este foarte bine exemplificată printr-un circuit cu două comutatoare *A* și *B* în paralel (fig.VIII.2).

În acest caz becul va arde chiar dacă un singur comutator este închis. Simbolul acestei operațiuni este „+” :

$$A + B$$

Alte simboluri pentru operațiunea SAU sînt : „U” și „V”. Tabelul adevărului pentru operațiunea SAU, redat în tabelul VIII.3, exprimă întocmai definiția de mai înainte :

Tabelul VIII.3.

Tabelul adevărului pentru operațiunea SAU

A	*B*	*A+B*
0	*0*	*0*
0	*1*	*1*
1	*0*	*1*
1	*1*	*1*

Scanned with OKEN Scanner

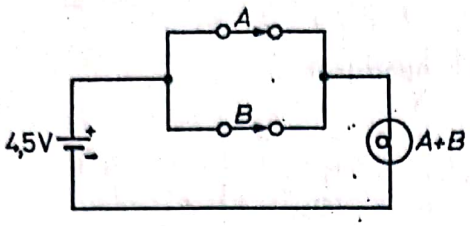


Fig. VIII.2. — Realizarea operației SAU cu comutatoare.

$A + B$ va fi *1* dacă fie A, fie B sînt *1*. Trebuie atrasă atenția asupra faptului că simbolurile „$\cdot$" și „$+$" nu au semnificația din algebra obișnuită ci reprezintă operațiuni logice. Algebra acestor simboluri poate părea dezavantajoasă dată fiind tendința de a le asocia cu înțelesul lor din algebra curentă. Pe de altă parte există o serie de postulate exprimate prin relații care în mod incidental coincid cu expresii din algebra obișnuită. În acest caz utilizarea acestor simboluri prezintă avantaje, lucru ce va deveni evident în paragrafele următoare.

VIII.1.3. CONCEPTUL NU

Conceptul NU este o lege de complementare. Conform acestui concept, o variabilă A are întotdeauna un complement $\bar{A}$. A și $\bar{A}$ se află în stări opuse : dacă $A = 1$, $\bar{A} = 0$, iar dacă $A = 0$, $\bar{A} = 1$. De exemplu, dacă A înseamnă $p\text{H} > 12$, $\bar{A}$ va însemna $p\text{H} < 12$. Sau, exprimat în alt mod, la $p\text{H} > 12$ corespunde $\bar{A} = 0$ și $A = 1$. Simbolul operației de negare (NU) este o bară deasupra variabilei în cauză.

Operațiunea NU, de complementare, se poate realiza printr-o serie de mijloace. O cale mecanică este redată în fig.VIII.3.

Între comutatorul A și becul $\bar{A}$ se intercalează un releu. Închizînd comutatorul A, prin bobina releului trece un curent

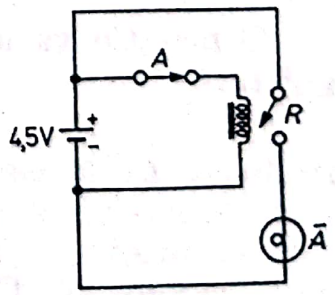


Fig. VIII.3. — Operația NU realizată cu comutator și releu.

Tabelul VIII.4

Tabelul adevărului pentru operaţiile ŞI — NU şi SAU — NU

A	B	$\overline{A \cdot B}$	$\overline{A + B}$
0	0	1	1
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	0	0

iar cîmpul magnetic rezultat va produce deschiderea contactelor releului. În acest fel alimentarea becului cu curent este întreruptă. Deschizînd comutatorul A, contactele releului se închid şi becul va arde. Starea becului reprezintă tocmai $\bar{A}$, întrucît pentru A închis ($A = 1$) becul nu arde ($\bar{A} = 0$) iar pentru A deschis ($A = 0$) becul arde ($\bar{A} = 1$).

Operaţiunea NU poate fi cuplată cu celelalte operaţiuni. Se obţin astfel operaţiunile ŞI — NU reprezentate prin :

$$\overline{A \cdot B}$$

şi : SAU—NU :

$$\overline{A + B}$$

Pentru aceste două operaţiuni tabelele adevărului sînt redate în tabelul VIII.4.

Operaţiunea de negaţie poate fi aplicată nu numai unor variabile ci şi lui *1* şi *0* :

$$\overline{1} = 0$$

$$\overline{0} = 1$$

O negaţie va anula pe cea anterioară (teorema dublei negaţii) :

$$\overline{\overline{1}} = 1$$

$$\overline{\overline{0}} = 0$$

$$\overline{\overline{X}} = X.$$

Scanned with OKEN Scanner

VIII.1.4. CÎTEVA POSTULATE ŞI TEOREME DE ALGEBRĂ LOGICĂ

Cu ajutorul operaţiunilor ŞI, SAU, NU se pot efectua o serie de calcule de algebră booleană mai complexe. La baza acestora stau o serie de postulate şi teoreme din care vom reda mai jos doar cîteva, mai importante.

Postulate cu 1 şi 0. Acestea pot implica operaţiunile ŞI şi SAU după cum urmează :

$$1 \cdot 1 = 1 \qquad \text{(VIII.1.)}$$

$$1 \cdot 0 = 0 \qquad \text{(VIII.2.)}$$

$$0 \cdot 0 = 0 \qquad \text{(VIII.3.)}$$

$$0 + 0 = 0 \qquad \text{(VIII.4.)}$$

$$1 + 0 = 1 \qquad \text{(VIII.5.)}$$

$$1 + 1 = 1 \qquad \text{(VIII.6.)}$$

Aceste postulate redau definiţia operaţiunilor însăşi : pentru ŞI rezultatul este *0* dacă o variabilă este *0* şi pentru SAU rezultatul este *1* dacă o variabilă este *1*.

Teoremele cu o variabilă pot fi privite tot prin prisma definiţiei operaţiunilor. Astfel pentru ŞI :

$$A \cdot 1 = A \qquad \text{(VIII.7.)}$$

$$A \cdot 0 = 0 \qquad \text{(VIII.8.)}$$

$$A \cdot A = A \qquad \text{(VIII.9.)}$$

$$A \cdot A = 0 \qquad \text{(VIII.10.)}$$

Expresia VIII.7 trebuie înţeleasă în sensul că rezultatul acesteia va avea întotdeauna aceeaşi valoare cu A. Dacă $A = 0$, $0 \cdot 1 = 0$, iar dacă $A = 1$, $1 \cdot 1 = 1$, conform postulatelor VIII.1 şi VIII.2. În cazul ecuaţiei VIII.8, conform tabe-

lului adevărului pentru operaţia ŞI rezultatul va fi întotdeauna *0* cîtă vreme un termen este *0*. Ecuaţia VIII.9 se demonstrează pe baza postulatelor VIII.1 şi VIII.3. Ecuaţia VIII.10 are rezultatul *0* întrucît din cei doi termeni complementari unul este întotdeauna *0*.

Pentru operaţiunea SAU :

$$A + 1 = 1 \qquad \text{(VIII.11.)}$$

$$A + 0 = A \qquad \text{(VIII.12.)}$$

$$A + A = A \qquad \text{(VIII.13.)}$$

$$A + \bar{A} = 1 \qquad \text{(VIII.14.)}$$

Ca şi în cazul precedent toate aceste expresii se pot demonstra cu ajutorul tabelului adevărului sau postulatelor : VIII.4, VIII.5 şi VIII.6.

Indiferent că este vorba de o variabilă *A* sau de o funcţie mai complexă care înlocuieşte pe *A*, din teoremele de mai sus se pot face următoarele generalizări : (*1*. orice) şi (*0* +orice) nu afectează expresia respectivă :

$$0.\ \text{orice} = 0 \qquad \text{şi} \qquad 1 + \text{orice} = 1$$

Teoreme cu mai multe variabile. Pentru simplificare, ca şi în algebra obişnuită se va renunţa la semnul „.” între variabile literale. Acestea vor fi scrise pur şi simplu alăturat. Semnul va fi utilizat numai acolo unde este nevoie de un plus de claritate.

a. Teoremele de comutativitate :

$$AB = BA \qquad \text{(VIII.15.)}$$

$$A + B = B + A \qquad \text{(VIII.16.)}$$

b. Teoremele de asociaţie :

$$A(BC) = (AB)\,C \qquad \text{(VIII.17.)}$$

$$A + (B + C) = (A + B) + C. \qquad \text{(VIII.18.)}$$

c. Teoremele de distribuţie:

$$AB + AC = A(B + C) \qquad \text{(VIII.19.)}$$

$$(A + B)(A + C) = A + BC \qquad \text{(VIII.20.)}$$

Teorema VIII.19 este similară cu înmulţirea din algebra obişnuită. Teorema VIII.20 se poate demonstra astfel:

$$(A + B)(A + C) = A \cdot C = A \cdot A + AC + AB + BC =$$
$$= A + AC + AB + BC =$$
$$= A(1 + C + B) + BC.$$

Termenul din paranteză este egal cu 1.

$$(A + B)(A + C) = A \cdot 1 + BC = A + BC$$

d. Teoremele absorbţiei:

$$A + AB = A \qquad \text{(VIII.21.)}$$

$$A(A + B) = A \qquad \text{(VIII.22.)}$$

Expresia VIII.21 se demonstrează astfel:

$$A + AB = A(1 + B) = A \cdot 1 = A$$

iar VIII.22:

$$A(A + B) = AA + AB$$

Conform ecuaţiei VIII.9, $AA = A$, deci:

$$A(A + B) = A + AB,$$

eare este tocmai expresia VIII.21, aşa că valoarea finală va fi A.

Scanned with OKEN Scanner

e. Teoremele lui De Morgan. Acestea sînt teoreme care fac uz de operaţiunea NU:

$$\overline{A + B} = \bar{A} \cdot \bar{B} \qquad \text{(VIII.23.)}$$

$$\overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B}. \qquad \text{(VIII.24.)}$$

Teoremele VIII.23 şi VIII.24 se pot demonstra pe mai multe căi, una din acestea fiind întocmirea tabelului adevărului pentru toate operaţiunile implicate. Acest lucru s-a făcut în tabelul VIII.5. Egalitatea între coloanele 6 şi 7 demonstrează ecuaţia VIII.23, iar între coloanele 9 şi 10 ecuaţia VIII.24.

Teoremele lui De Morgan sînt deosebit de utile pentru înlocuirea reciprocă a operaţiunilor ŞI şi SAU.

Cu ajutorul teoremelor de mai sus expresiile logice pot fi aduse în forme convenabile astfel ca să conţină un număr minim de termeni sau să prezinte o anumită succesiune de operaţii mai uşor de realizat în practică. Un exemplu de simplificare este redat mai jos.

Fie expresia:

$$A\bar{B}\bar{C} + A\bar{B}C + AB\bar{C} + ABC.$$

Conform teoremei distribuţiei se poate scrie:

$$A(\bar{B}\bar{C} + \bar{B}C + B\bar{C} + BC).$$

Termenii din paranteză se pot rearanja:

$$A[\bar{B}(\bar{C} + C) + B(\bar{C} + C)].$$

Tabelul VIII.5

Tabelul adevărului pentru demonstrarea teoremelor lui De Morgan

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
A	B	$\bar{A}$	$\bar{B}$	$A + B$	$\overline{A+B}$	$\bar{A} \cdot \bar{B}$	$A \cdot B$	$\overline{A \cdot B}$	$\bar{A}+\bar{B}$
0	0	1	1	0	1	1	0	1	1
0	1	1	0	1	0	0	0	1	1
1	0	0	1	1	0	0	0	1	1
1	1	0	0	1	0	0	1	0	0

Scanned with OKEN Scanner

Fiindcă $\bar{C} + C = 1$

$$A(\bar{B} \cdot 1 + B \cdot 1) = A(\bar{B} + B) = A \cdot 1 = A$$

VIII.2. REALIZAREA ELECTRONICĂ A OPERAŢIUNILOR LOGICE DE BAZĂ

În prezentarea conceptelor de bază ale algebrei logice s-a arătat că acestea pot fi implementate cu ajutorul unor circuite simple formate din comutatoare sau relee. În realizarea unor expresii logice mai complexe acest sistem mecanic este nepractic întrucît ocupă mult spaţiu şi este foarte lent. Din acest motiv s-a recurs la circuite electronice care sînt mult mai rapide şi pot fi uşor miniaturizate. Circuitele electronice care îndeplinesc operaţii logice sînt denumite circuite logice.

Redarea conceptelor şi funcţiilor logice de către circuitele logice se face pe baza echivalării lui *1* şi *0* cu o anumită tensiune. Stările *1* şi *0* sînt denumite nivele logice, tensiunea asociată acestora avînd o valoare arbitrară. Se cunosc astfel circuite logice avînd *1* = 5V şi *0* = 0 V. Altele au *1* = 3,6 V şi *0* = 0V. Se poate opera şi cu *1* = +5V şi 0 = −5V sau *1* = 0V şi *0* = −5V, sau *1* = 10V şi *0* = 0V etc.

Exemplele de mai sus fac parte din aşa-zisa logică pozitivă, în care nivelul *1* se găseşte la o tensiune mai pozitivă decît nivelul *0*. Nu există nici un motiv ca să nu se poată opera şi cu nivel *1* mai negativ decît *0*, cum ar fi *0* = 0V şi *1* = −5V. Aceasta constituie logica negativă. Conceptele, postulatele şi teoremele algebrei booleene nu se vor modifica cu nimic în acest caz, ci doar circuitele corespunzătoare. Totuşi în capitolele următoare, din motive de simplitate şi din cauză că circuitele accesibile la noi în ţară lucrează în logica pozitivă, aceasta din urmă va fi cea utilizată.

În mod practic nivelul logic nu apare ca o tensiune unică ci ca un domeniu de tensiune. Cele două nivele logice vor consta din două domenii de tensiune separate printr-un domeniu interzis. Un circuit logic este astfel construit încît să opereze la intrare şi ieşire numai cu tensiuni din intervalul domeniilor nivelelor logice. În momentul în care tensiunea în aceste puncte creşte sau scade, ieşind din aceste intervale, circuitul logic va funcţiona defectuos. În circuitele cele mai des întîl-

Scanned with OKEN Scanner

nite nivelul logic *1* acoperă intervalul 2,4 — 3,6 V sau 4,75 — — 5,5 V, iar nivelul logic *0* se consideră între 0 şi 0,4 sau 0 şi 0,8 V.

VIII. 2.1. INVERSAREA

Operaţiunea NU se poate realiza foarte simplu cu ajutorul unui tranzistor în montaj cu emitor comun. Capacitatea acestui circuit de a inversa semnalul de intrare a fost semnalată în capitolul IV. În acest caz (fig. VIII.4) tranzistorul lucrează fie în regim de saturare, fie în regim de conducţie. În funcţie de caracteristicile tranzistorului (h_{oe}) se alege R astfel ca aplicînd o tensiune ce corespunde nivelului *1*, tranzistorul să intre în regim de saturaţie, tensiunea la colector devenind practic zero, respectiv *0* logic. Aplicînd la intrare 0V (*0* logic) tranzistorul va fi blocat şi tensiunea de la sursa de alimentare apare la colector (*1* logic). Condensatorul C, în paralel cu rezistenţa R, are rolul de a mări viteza de răspuns a circuitului. Pentru un tranzistor cu h_{oe} de cca 100, $R = 100$ kΩ, $R_L = 4$ kΩ şi $C = 100$ pF, dacă nivelul logic *1* este de + 5 V.

Simbolul unui inversor (fig. VIII.4) este un triunghi cu un mic cerculeţ la vîrf. Simbolul rămîne acelaşi indiferent de modul în care se realizează inversarea. Dacă operaţiunea NU este cuplată cu o altă operaţie se renunţă de obicei la triunghi, menţionîndu-se doar cerculeţul.

VIII.2.2. PORŢI ŞI. PORŢI ŞI — NU

Circuitele logice care efectuează operaţiuni ŞI, SAU, ŞI — NU şi SAU — NU sînt denumite porţi logice. Denumirea aceasta va fi explicată mai tîrziu. Realizarea porţilor ŞI precum

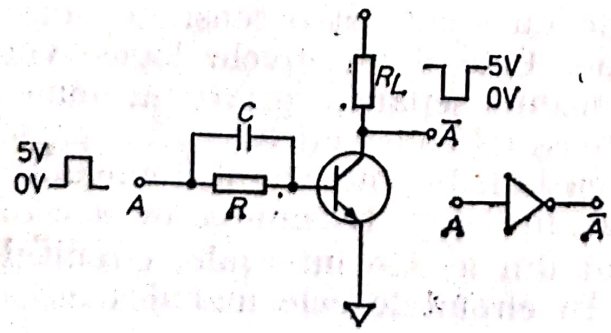
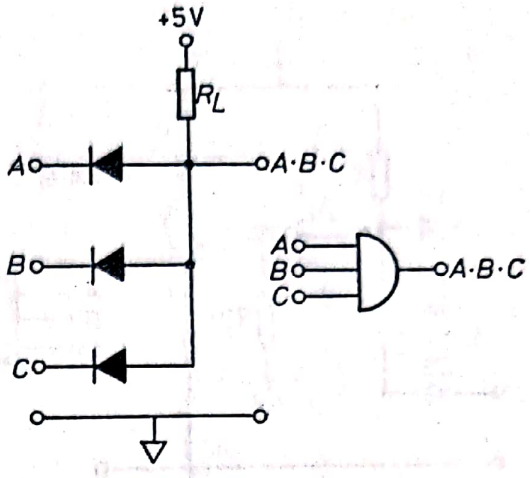


Fig. VIII.4. — Inversor realizat cu tranzistor.

Fig. VIII.5. — Poarta ŞI construită cu diode. În dreapta simbolul porţii ŞI.



şi a celor ŞI — NU poate fi efectuată în mai multe moduri din care vor fi prezentate cîteva.

Poarta ŞI cu diode. Mai multe diode cu anodul comun pot constitui o poartă ŞI (fig. VIII.5). Printr-o rezistenţă R_L se aplică în acest punct comun o tensiune de + 5 V (*1* logic). Diodele nu vor conduce diferenţa de tensiune între anod şi catod fiind nulă. În acest caz la ieşirea circuitului vom avea tot tensiunea de + 5 V, respectiv *1*. Dacă una dintre intrări este la *0* logic, (0 V sau scurtcircuit la masă) dioda respectivă conduce, anodul fiind mai pozitiv decît catodul. Drept consecinţă căderea de tensiune pe diodă devine foarte mică (~ 0,6 V pentru Si şi 0,2 V pentru Ge) şi aproape întreaga cădere de tensiune are loc pe rezistenţa R_L. În punctul comun diodelor tensiunea este 0,6 V (sau 0,2 V), ceea ce poate fi considerat *0* logic. Diodele conectate la celalalte surse de semnal vor preveni scurtcircuitarea acestora. În concluzie, comportarea circuitului din fig. VIII.5 corespunde întocmai definiţiei operaţiei ŞI. Ieşirea este *0* cîtă vreme una din intrări este *0* şi este *1* numai dacă toate intrările sînt *1*.

În dreapta figurii VIII.5, este redat simbolul unei porţi ŞI cu trei intrări. Atragem aici atenţia că simbolul este acelaşi, indiferent de modul de realizare a circuitului porţii.

Adăugînd un inversor porţii ŞI cu diode se obţine o poartă ŞI — NU (fig. VIII.6). Circuitului inversorului trebuie însă să i se facă o modificare în sensul că la bază se adaugă o tensiune negativă mică. Fără aceasta, tensiunea de 0,6 V — — 0,7 V corespunzînd nivelului *0* al porţii ŞI, ar putea aduce tranzistorul în conducţie cînd acesta nu ar trebui să fie.

Scanned with OKEN Scanner

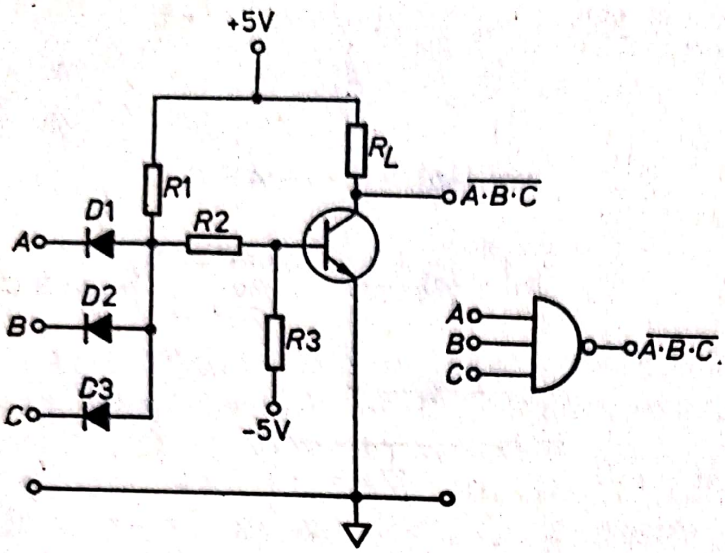


Fig. VIII.6. — Poarta ŞI-NU realizată cu diode şi tranzistor şi simbolul respectiv.

Aplicînd o tensiune negativă compensatoare prin rezistenţa R_3 baza tranzistorului va fi menţinută la 0 V, ceea ce asigură + 5 V (nivel *1*) la ieşire. Simbolul porţii ŞI — NU este compus din simbolul ŞI la care s-a adăugat un cerculeţ reprezentînd operaţiunea de inversare.

Porţile compuse din diode şi tranzistori cum este poarta ŞI — NU prezentată mai înainte fac parte din categoria circuitelor de tip DTL (*Diode Tranzistor Logic*).

O combinaţie formată numai din tranzistoare şi rezistenţe (RTL — *Rezistor Tranzistor Logic*), îndeplinind o operaţie ŞI este redată în fig. VIII.7. Poarta are două intrări. Tranzistorii T_{1A} şi T_{1B} sînt de fapt doi inversori. Tranzistorii T_{2A} şi T_{2B} sînt montaţi similar cu diodele din fig. VIII.5. Dacă A şi B

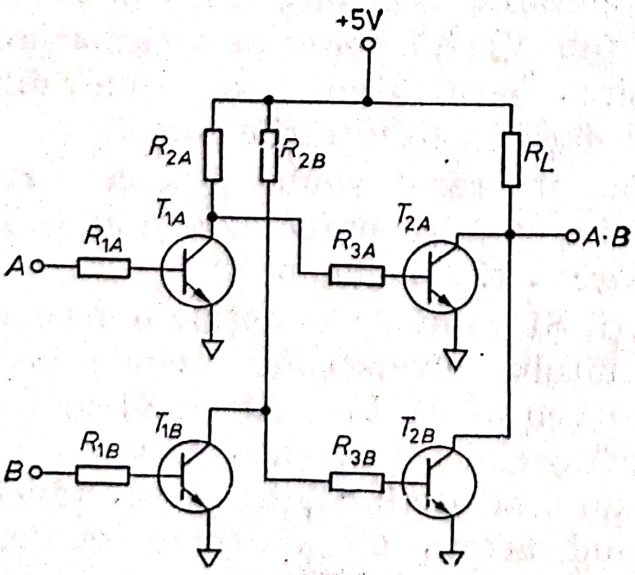
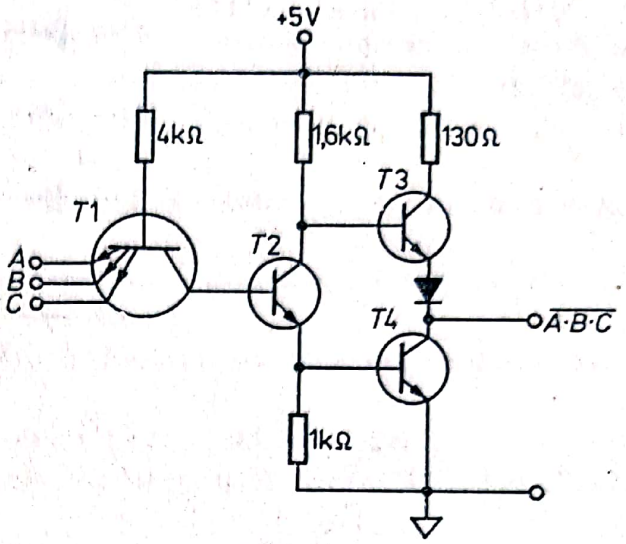


Fig. VIII.7. — Poarta ŞI cu tranzistori şi rezistenţe (RTL).

Scanned with OKEN Scanner

Fig. VIII.8. — Schema unei porți ȘI—NU (TTL) realizată sub formă de circuit integrat (CDB 400).



sînt *1*, colectorii tranzistorilor T_{1A} și T_{1B} sînt *0*. Aceasta înseamnă că tranzistorii T_{2A} și T_{2B} nu conduc și colectorii lor, respectiv ieșirea circuitului se află la *1*. Dacă *A* este *0* colectorul T_{1A} este *1*, tranzistorul T_{2A} conduce și ieșirea circuitului este scurtcircuitată la masă.

Cel mai răspîndit tip de poartă este însă de genul TTL (*Tranzistor Tranzistor Logic*). Acesta dispune de o viteză de răspuns mare; o bună imunitate la zgomot electronic și o rezistență de ieșire foarte joasă. Porțile de tipul TTL se fabrică mai ales sub formă de circuite integrate și mai puțin din tranzistori discreți. Schema unei astfel de porți fabricate sub formă de circuit integrat CDB 400 (IPRS Băneasa) este redată în fig. VIII.8. Particularitatea acestui circuit constă în utilizarea unui tranzistor T_1 cu mai mulți emitori. Fiecare emitor constituie una din intrările porții. La baza tranzistorului T_1 este aplicată o tensiune pozitivă. Legînd una din intrări la masă (logic *0*), tranzistorul T_1 ajunge în stare de saturație și colectorul se află practic la același potențial cu emitorul, adică 0 V. Aceasta face ca tranzistorul T_2 să fie blocat, blocîndu-l și pe T_3. T_4 va fi, în schimb, în stare de conducție. Aceasta înseamnă că la ieșirea circuitului vom avea +5 V, adică *1*. Dacă toate intrările sînt la +5 V sau sînt neutilizate, joncțiunea bază-colector a tranzistorului T_1 este polarizată direct și T_2 este în stare de conducție. Aceasta face ca T_4 să fie blocat și T_3 să conducă, respectiv la ieșire să avem 0 V.

Scanned with OKEN Scanner

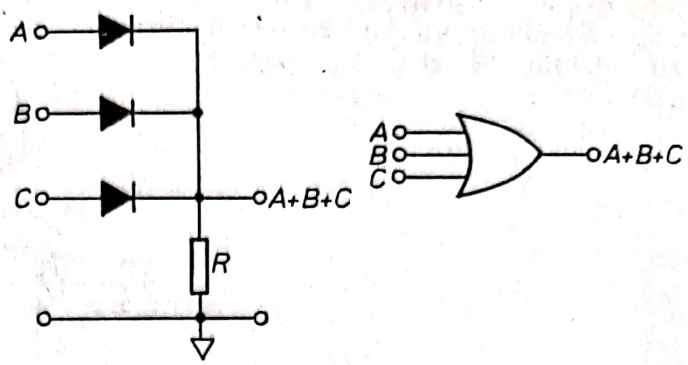


Fig. VIII.9. — Poarta SAU cu diode. În dreapta simbolul porții.

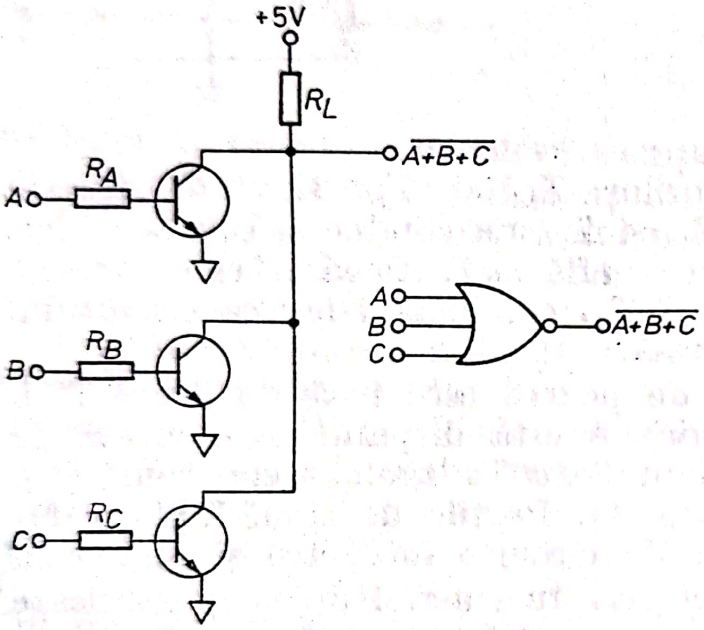


Fig. VIII.10. — Poarta SAU — NU (RTL). În dreapta simbolul porții.

VIII.2.3. PORȚI SAU. PORȚI SAU — NU

O poartă SAU poate fi realizată din diode legate în modul arătat în fig. VIII.9. Simbolul porții SAU este redat în dreapta figurii. Dacă una din intrări este la *1*, să spunem +5 V, dioda va conduce și la ieșirea circuitului apare o tensiune de + 5 V. Ieșirea va fi la 0 V numai dacă toate intrările vor fi 0 V.

O poartă ȘI — NU, cu trei intrări de tipul RTL, este dată în fig. VIII.10. Dacă o intrare este la *1*, tranzistorul respectiv conduce legînd ieșirea la masă. Dacă toate intrările sînt la *0*, toate tranzistoarele sînt blocate și întreaga tensiune de alimentare apare la ieșire. În acest fel la ieșire avem 0 dacă o singură intrare este la *1*, și 1 numai dacă toate intrările sînt la *0*.

Scanned with OKEN Scanner

BIBLIOGRAFIE

1. I. DANCEA, *Calculatoare electronice și programare*, Inst. Politehnic Cluj, 1970.
2. H. V. MALMSTADT și C. G. ENKE, *Digital Electronics for Scientists*, W. A. Benjamin, Menlo Park, Calif. 1969.
3. A. PETRESCU, *Calculatoare automate și programare*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1973.
4. Gh. DODESCU, ș.a., *Calculatoare electronice și sisteme de operare*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1974.
5. H. SCHMID, *Electronic Analog/Digital Conversions*, Van Nostrand Reinhold, New York, 1970.
6. C. G. ENKE, *Data domains*, în „Analyt. Chem.", *43*, 69 A (1971).
7. P. M. VINTNER, *Electronic Digital Techniques*, Mc Graw-Hill, New York, 1968.
8. R. L. MORRIS și R. J. MILLER, *Designing with TTL integrated Circuits*, Mc. Graw-Hill, New York, 1971.
9. M. P. MARCUS, *Switching Circuits for Engineers*, ed. a II-a, Prentice-Hall Englewood Cliffs, New-Jersey, 1967.
10. P. E. GRAY și C. L. SEARLE, *Electronic Principles. Physics, Model, and Circuits*, Wiley and Sons, New York, 1969.
11. H. FREUDENTHAL, *Limbajul logicii matematice*, Ed. Tehnică, București, 1973.
12. * * * , *The Integrated Circuits Catalog*, Texas Instruments.

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul IX

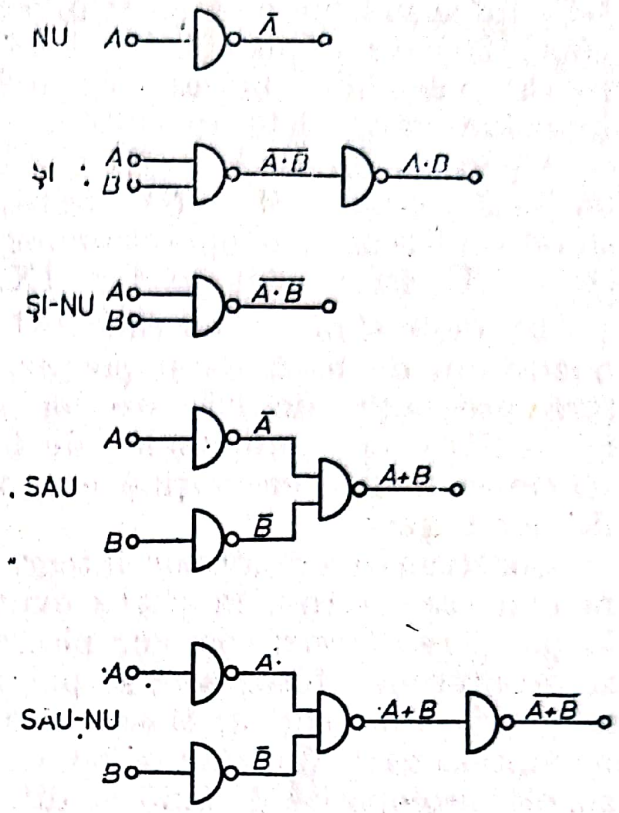
OPERAȚIUNI LOGICE EFECTUATE CU PORȚI

S-a arătat în capitolul precedent că pentru fiecare tip de operaţiune logică se poate construi un circuit specializat. Aceste circuite pot fi formate din componente discrete, cum ar fi tranzistoarele, diodele şi rezistenţele, sau pot fi realizate sub formă de circuite integrate. Acestea din urmă au un volum redus, performanţe ridicate şi preţ de cost scăzut. Din acest motiv în circuitele logice se utilizează aproape exclusiv circuite integrate, care se livrează într-o gamă largă de sortimente, încercînd să se acopere cît mai multe operaţiuni logice. Totuşi varietatea schemelor logice este mult prea mare ca pentru fiecare să se poată construi un circuit separat. Acest lucru se face pentru operaţiunile logice de bază şi pentru o serie de funcţii mai des întîlnite cum ar fi memorare, numărare etc. În rest se preferă să se pornească de la cîteva circuite simple, care să servească drept cărămizi de bază şi cu acestea să se realizeze circuitele mai complexe. Numărul acestor circuite de bază poate fi relativ redus prin faptul că algebra booleană dă posibilitatea substituirii unor operaţiuni logice cu altele. Echivalentul fizic al acestei situaţii este acela că plecînd de la un singur tip de poartă se pot realiza toate operaţiunile de bază fără a se mai construi porți specializate. Un exemplu în acest sens îl constituie porţile ŞI — NU. O poartă ŞI — NU la care se utilizează doar o singură intrare efectuează o operaţiune de inversare NU. Acest lucru se poate demonstra cu ajutorul tabelului adevărului.

Examinînd tabelul VIII.4, se poate remarca că luînd $A = 1$, rezultatul operaţiunii $A\overline{B}$ va fi întotdeauna inversul lui B. Dacă porţile sînt de tipul acelora din fig. VIII.8 (circuit inte-

Scanned with OKEN Scanner

Fig. IX.1. — Realizarea funcţiilor logice de bază cu porţi ŞI—NU.



grat), o intrare se consideră la *1* dacă este conectată la + 5 V sau dacă rămîne pur şi simplu neconectată.

Pentru operaţiunea ŞI sînt necesare două porţi ŞI — NU. Prima efectuează operaţiunea $\overline{A \cdot B}$ şi a doua se foloseşte ca inversor, rezultatul fiind A·B.

Operaţiunea SAU poate fi şi ea efectuată numai cu porţi ŞI — NU. Plecînd de la una din teoremele lui De Morgan:

$$\overline{A + B} = \bar{A} \cdot \bar{B}. \qquad \text{(IX.1.)}$$

Inversînd ambii termeni:

$$\overline{\overline{A + B}} = \overline{\bar{A} \cdot \bar{B}} \qquad \text{(IX.2.)}$$

respectiv,

$$A + B = \overline{\bar{A} \cdot \bar{B}}. \qquad \text{(IX.3.)}$$

Interpretarea ecuaţiei IX.3 este următoarea: o operaţie SAU, între A şi B, înseamnă realizarea unei operaţiuni ŞI —

NU, între mărimile A şi B inversate. Un astfel de circuit va cuprinde cîte o poartă ŞI — NU cu rol de inversor pentru fiecare variabilă, urmată de o poartă ŞI — NU în care se introduc variabilele inversate.

Operaţiunea SAU — NU se realizează simplu inversînd, cu încă o poartă ŞI — NU, ieşirea unei porţi SAU. Un tablou sintetic al realizării operaţiunilor de bază cu ajutorul porţilor ŞI — NU este redat în fig. IX.1.

În mod similar, porţile SAU — NU pot acoperi aceleaşi operaţiuni de bază ca şi porţile ŞI — NU. Întrucît la noi în ţară producţia de circuite logice integrate utilizează porţile ŞI — NU drept componente de bază, în cele ce urmează toate schemele logice, cu puţine excepţii, se vor construi cu porţi de acest gen.

Construirea circuitelor integrate se face pe baza unei tehnologii care a fost în parte expusă în capitolul IV, referitor la obţinerea tranzistoarelor planare. S-a arătat acolo că printr-un procedeu fotografic se pot masca anumite zone ale unui monocristal de siliciu. Mascarea se face prin acoperirea zonelor neimpresionate de lumină cu un strat de oxid de siliciu. În zonele neacoperite de oxid se difuzează dopanţi astfel ca regiunea respectivă să devină n sau p, după caz. O regiune de un anumit tip, să spunem n, creată pe un substrat p, va constitui o joncţiune pn, respectiv o diodă. Două joncţiuni depuse una după alta formează un tranzistor. Un rezistor se poate construi dopînd o regiune de lungime mai mare, sub forma unui canal de o anumită formă, de exemplu sinusoidală sau rectangulară. Controlînd dimensiunile canalului (lungime, lăţime şi adîncime) şi gradul de dopaj, se poate obţine rezistenţa dorită.

Circuitul în sine se proiectează la o scară normală, se multiplică şi apoi se proiectează imaginea micşorată pe monocristalul de siliciu. Se efectuează suita de operaţiuni care duc la formarea tranzistorilor, diodelor şi rezistorilor. Se obţin în acest fel zeci, sute sau mii de circuite pe o aceeaşi bucată de siliciu. Intrările şi ieşirile acestor circuite se metalizează pentru a permite conectarea contactelor externe. Se taie „chipul" în plăcuţe, fiecare din ele conţinînd un circuit separat. Dimensiunile acestor plăcuţe pot fi foarte reduse, de la 0,5 × 0,5 mm la 3 × 3 mm. Fiecare circuit se închide într-o capsulă, după ce în prealabil s-au sudat contactele externe. Capsulele pot fi metalice, ceramice sau plastice. Tipul cel mai frecvent de capsulă, utilizat în circuitele integrate fabricate la IPRS Băneasa este T0116, din plastic. Forma acestei capsule, cu dimensiunea

Scanned with OKEN Scanner

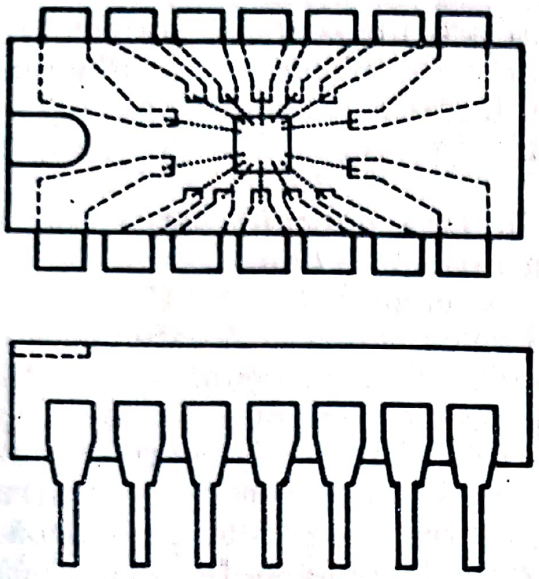


Fig. IX.2. — Aspectul exterior al unei capsule de circuit integrat (TO116).

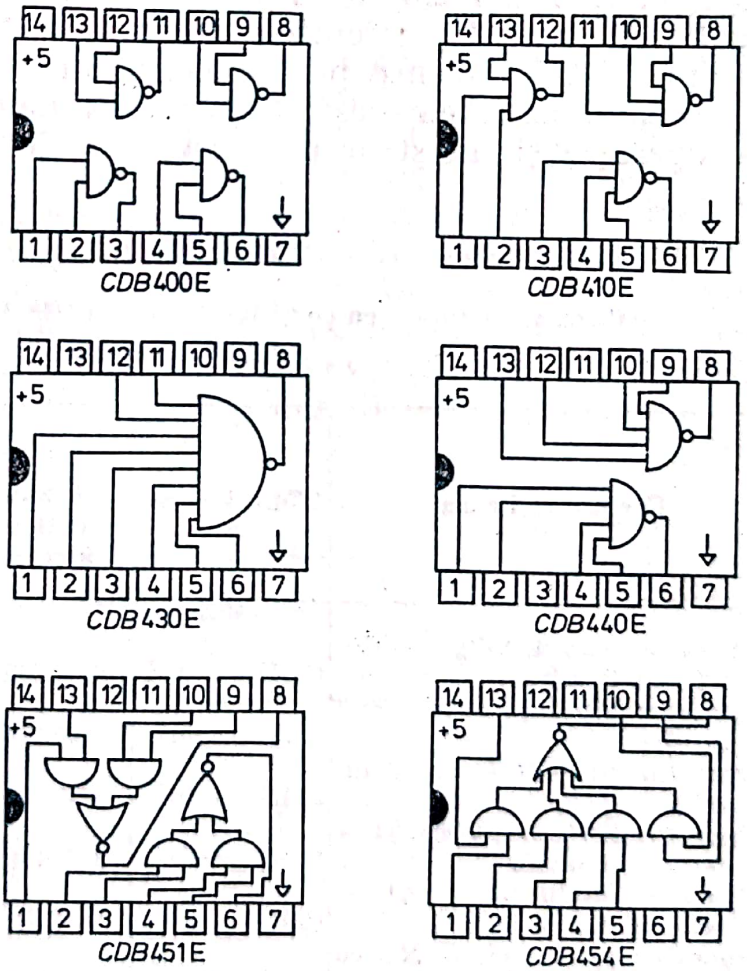


Fig. IX.3. — Diagrama conexiunilor pentru cîteva circuite integrate cu porți fabricate de IPRS Băneasa.

Scanned with OKEN Scanner

de aproximativ 19 × 7 × 5 mm, avînd 14 picioruşe este redată în fig. IX.2. Într-o parte capsula are un semn de orientare, o *cheie*, pentru identificarea numărului picioruşelor. Plăcuţa cu circuitul este plasată în mijloc, legătura cu porţiunea îngropată a picioruşelor făcîndu-se prin fire foarte subţiri de aur sau argint.

Circuitele cu porţi fabricate în ţară cuprind patru tipuri de porţi ŞI — NU cu 2, 3, 4 şi 8 intrări. Alte două tipuri conţin o combinaţie de porţi ŞI, SAU şi inversor (ŞI — SAU — NU), utilizate în construirea sumatoarelor binare. Toate aceste tipuri de porţi sînt trecute în tabelul IX.1, împreună cu cîteva echivalente străine. Alimentarea acestor circuite se face cu + 5 V, domeniul de tensiune al nivelelor logice la ieşirile porţilor fiind 0, — 0,4 V pentru *0* şi 2,4 — 3,5 V pentru *1*. Pentru a recunoaşte starea *0*, tensiunea la intrare nu trebuie să depăşească 0,8 V, iar pentru starea *1* nu trebuie să fie mai mică de 2 V. În fig. IX.3 sînt redate schemele conexiunilor externe pentru fiecare din circuitele trecute în tabelul IX.1. Aceste scheme sînt suficiente pentru construirea unor circuite logice mai complexe în care este importantă doar cunoaşterea tipului de operaţie şi nu structura exactă a fiecărei porţi.

Tabelul IX.1

Circuite integrate cu porţi fabricate la IPRS Băneasa şi cîteva echivalente străine

Denumirea	Tip IPRS	Echivalente		
		Texas Instruments	Motorola	Siemens
Operator cuadruplu ŞI — NU cu 2 intrări	CDB—400 E	SN7400N	MC7400P	FLH 101
Operator triplu ŞI — NU cu 3 intrări	CDB—410E	SN7410N	MC7410P	FLH 111
Operator ŞI — NU cu 8 intrări	CDB—430E	SN7430N	MC7430P	FLH 131
Operator dublu de putere ŞI — NU cu 4 intrări	CDB—440E	SN7440N	MC7440P	FLH 141
Operator dublu ŞI — SAU — NU cu 2 × 2 intrări	CDB—451E	SN7451N	MC7451P	FLH 161
Operator ŞI — SAU — NU cu 4 × 2 intrări	CDB—454E	SN7454N	MC7454P	FLH 181

Scanned with OKEN Scanner

IX.1. CONTROLUL UNUI SEMNAL

Dacă una din intrările unei porți ȘI este menținută la *0*, ieșirea va fi *0* indiferent de nivelul logic al celorlalte intrări (vezi tabelul adevărului pentru operația ȘI). Intrarea respectivă va fi denumită intrare de control. Aplicînd la cealaltă intrare un semnal logic oarecare, de exemplu o succesiune de pulsuri de la un osciloscop, acesta va apărea la ieșire numai cînd intrarea de control este la *1*. Același lucru se poate realiza cu o poartă ȘI — NU, cu mențiunea că semnalul la ieșire va fi inversat. Acest lucru este ilustrat în fig. IX.4. Intrarea *A* a porții ȘI —NU este intrarea de control. Printr-un comutator *K* această intrare se poate conecta la masă (*0* logic) sau poate rămîne neconectată (*1* logic). În diagrama din partea de jos a figurii este redată situația intrărilor și ieșirilor în timp (diagramă temporală). Se poate observa că ieșirea rămîne la *1* cît timp *K* este închis ($A = 0$). În intervalul de timp în care comutatorul este deschis ieșirea va reprezenta inversul semnalului de intrare. Dacă în punctul X se adaugă un inversor (vezi fig. IX.1) se realizează o poartă ȘI, la ieșire apărînd semnalul neinversat.

Comutatorul *K* permite selectarea manuală a nivelului logic aplicat intrării de control. Evident acest comutator se poate înlocui cu un circuit logic și care în consecință va controla intrarea respectivă. Spre exemplificare, în fig. IX.5 s-au luat două oscilatoare, unul cu o frecvență mai mare (sursă) și unul cu frecvență mai mică (control).

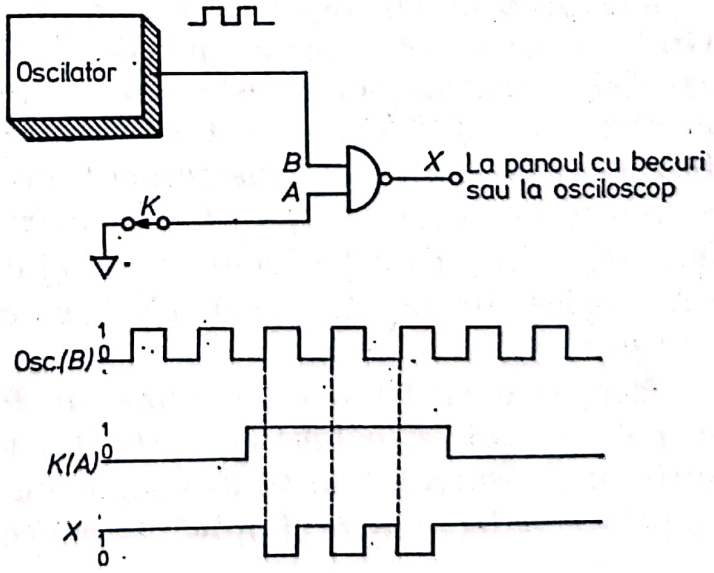


Fig. IX.4. — Realizarea controlului cu ajutorul unei porți.

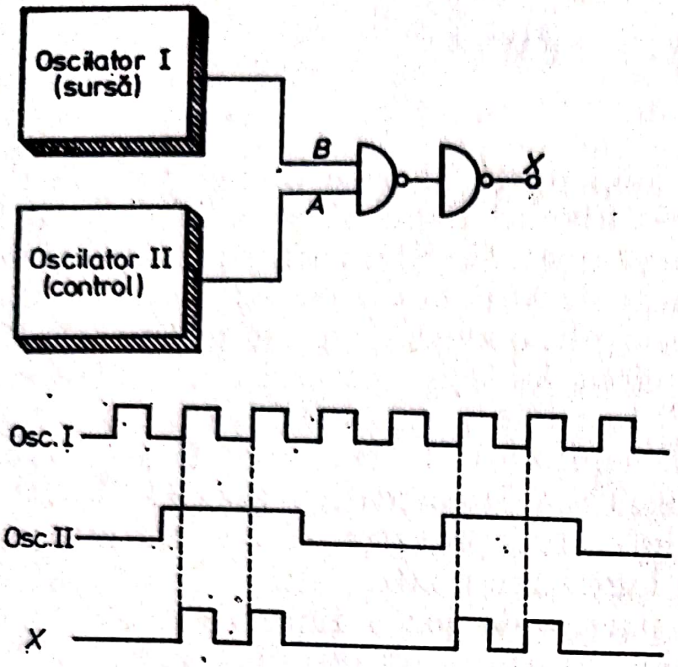


Fig. IX.5. — Controlul pulsurilor cu ajutorul unui circuit electronic.

Pentru variație s-a utilizat o poartă ȘI compusă din două porți ȘI — NU. Semnalul de la sursă apare la ieșire numai cînd controlul este la *1*.

Această calitate de a controla ieșirea prin intermediul uneia dintre intrări, a făcut ca circuitele de mai sus să fie denumite porți. Lucrurile decurg ca și cum semnalului i se permite sau nu să treacă mai departe prin deschiderea sau închiderea unei porți.

O problemă aparent măruntă, dar importantă pentru realizarea practică a schemelor logice este aceea legată de vizualizarea stării logice a diferitelor puncte ale unui circuit. Grafic aceasta se exprimă prin diagrama temporală. Obținerea acestei diagrame, cînd este cazul, sau numai controlul unei intrări sau ieșiri, cînd acest lucru este suficient, se poate realiza cu ajutorul unui instrument de măsură, osciloscop sau panou cu becuri. Osciloscopul este foarte util atunci cînd semnalele prin circuit au frecvențe mari și durata unor pulsuri, cum sînt acelea din fig. IX.4 sau IX.5, este imposibil de sesizat cu ochiul.

Pentru operațiuni cu semnale de frecvență mai joasă care se pot urmări cu ochiul ($f < 10$ Hz) un panou cu becuri este suficient. Controlul nivelului logic cu ajutorul unui bec este la prima vedere foarte simplu : se conectează un bec la punctul

Scanned with OKEN Scanner

Scanned with OKEN Scanner

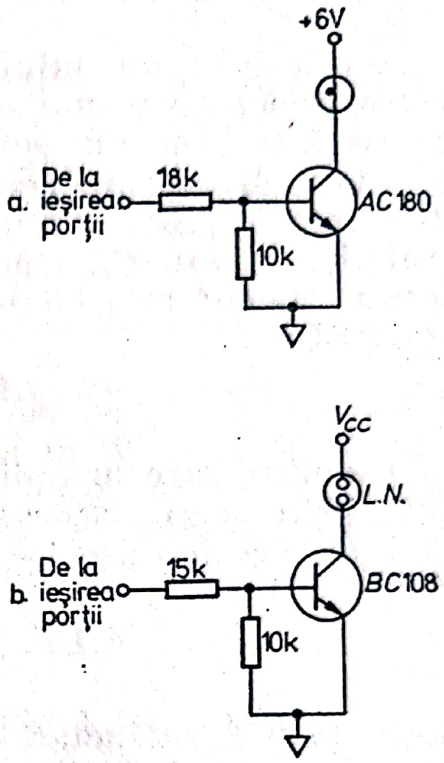


Fig. IX.6. — Circuite pentru panou cu becuri în vederea vizualizării nivelului logic a unui circuit: a. varianta cu bec cu incandescenţă; b. varianta cu bec de neon.

respectiv, să spunem ieşirea unei porţi şi dacă becul se aprinde avem *1*, iar dacă nu avem *0*. Porţile nu pot furniza însă curentul necesar alimentării becului şi din acest motiv este necesară o amplificare. Becul se introduce în circuitul de colector al unui tranzistor de putere medie (AC 181) iar punctul de controlat din circuitul logic se conectează la bază. Un montaj este prezentat în fig. IX.6.a. Becurile cu incandescenţă au dezavantajul unui răspuns încet şi din acest motiv se preferă becurile cu neon. Acestea lucrează la tensiuni mari (cca 70 V) şi un montaj de amplificare de genul celui de mai sus implică tranzistoare cu tensiuni maxime pe colector relativ mari. Problema se poate rezolva însă şi cu tranzistoare obişnuite (tensiune pe colector 18 — 20 V) dacă se alege cu grijă tensiunea de alimentare. Dacă la un bec cu neon descărcarea începe la 70 V, căderea de tensiune între electrozii becului se menţine constantă, cu cîteva fracţiuni de volt deasupra acestei valori. De fapt aceste becuri pot fi folosite pentru asigurarea unei tensiuni constante între diferite puncte ale circuitului întocmai ca diodele Zener. Dacă tensiunea V_{cc} a sursei de alimentare (fig. IX.6.b) se fixează la 80 V, căderea de tensiune pe becul de neon (*L.N*) va fi de 70 V iar pe tranzistor numai de 10 V, fără a depăşi deci valoarea maximă permisă a tensiunii de colector.

IX.2. CIRCUIT DE SELECTARE

Controlul semnalului cu ajutorul porţilor poate fi aplicat pentru selectarea unui semnal dintr-un grup. Să presupunem că avem trei surse de semnal, A, B şi C, şi dorim ca să selectăm unul din acestea pentru a fi aplicat unui alt circuit. Fiecare din semnale poate fi controlat cu ajutorul unei intrări de control A_c, B_c sau C_c. Dintre acestea numai una este la *1*. O intrare va controla semnalul dacă între ele va avea loc o operaţie ŞI :

$$AA_c,\ BB_c,\ CC_c.$$

Circuitul care îndeplineşte operaţia de selectare are o singură ieşire la care apar semnalele selectate. Aceasta înseamnă că între acestea are loc o operaţie SAU :

$$AA_c + BB_c + CC_c = f_s, \qquad \text{(IX.4.)}$$

unde, prin f_s s-a notat funcţia de selectare. Aplicînd acestei funcţii teoremele lui De Morgan se poate ajunge la o expresie care să conţină numai operaţii ŞI — NU.

Dacă se inversează expresia IX.4. obţinem :

$$\overline{AA_c + BB_c + CC_c} = \overline{f_s}. \qquad \text{(IX.5.)}$$

Conform teoremelor lui De Morgan :

$$\overline{AA_c + BB_c + CC_c} = \overline{A.A_c} \cdot \overline{BB_c} \cdot \overline{CC_c} = \overline{f_s} \qquad \text{(IX.6.)}$$

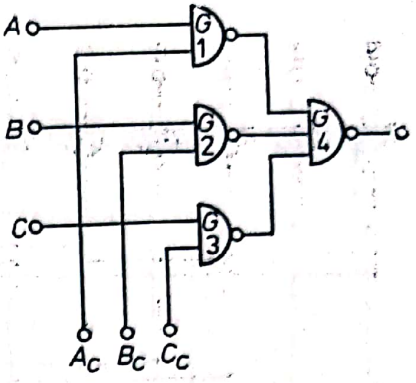
Inversînd din nou (numai ultima egalitate) :

$$\overline{\overline{AA_c} \cdot \overline{BB_c} \cdot \overline{CC_c}} = f_s. \qquad \text{(IX.7.)}$$

Această ultimă expresie ne dă şi modul în care trebuie construit circuitul de selectare, numai din porţi ŞI—NU : între fiecare semnal şi controlul respectiv se efectuează o operaţiune ŞI—NU, urmată de altă operaţiune ŞI — NU între rezultatele obţinute. Circuitul de selectare denumit şi circuit multiplex este redat în fig. IX.7. Porţile G_1 la G_3 efectuează prima operaţie ŞI — NU, iar poarta G_4 operaţia ŞI — NU finală. Să presupunem că

Scanned with OKEN Scanner

Fig. IX.7. — Circuit de selectare (multiplexor).



dorim să selectăm semnalul A. Intrarea A_c va fi la *1* iar B şi C la *0*, ceea ce înseamnă *1* la ieşirile lui G_2 şi G_3. Ieşirea lui G_1 va reprezenta inversul lui A. Fiindcă G_2 şi G_3 sînt la *1*, ieşirea lui G_4 depinde numai de ieşirea lui G_1, fiind inversul acesteia. În concluzie ieşirea lui G_4 va reprezenta situaţia lui A.

IX.3. DECODIFICATOARE ZECIMAL-BINARE ŞI BINAR-ZECIMALE

Transformarea unui număr zecimal în unul binar şi invers este o operaţie des întîlnită în circuitele logice. Ea poate fi realizată prin mai multe tipuri de circuite, dintre care vom prezenta aici pe cele cu porţi ŞI — NU.

Să presupunem că avem un circuit, de exemplu un numărător, care furnizează informaţia sub forma unui număr zecimal. Un astfel de circuit are ieşirea formată din zece canale, fiecare corespunzînd unei cifre. O anumită cifră este prezentată la ieşire atunci cînd canalul respectiv se află la un nivel logic diferit de restul. De exemplu în cazul cifrei 3 canalul respectiv se află la *1* şi restul canalelor la *0*. Dacă urmează să se efectueze operaţii logice cu informaţia dată de numărător, cifrele zecimale trebuie convertite în cod binar. Această operaţie, denumită decodificare, implică construirea unui circuit care să aibă numai patru canale, în loc de zece, cu menţiunea că de data aceasta mai multe canale pot fi în aceeaşi stare, conform codului binar redat în tabelul VIII.1. Cele patru ieşiri vor fi denumite chiar prin valoarea bitului într-un număr binar : 2^0, 2^1, 2^2 şi 2^3.

Circuitul decodificator zecimal-binar este redat în fig. IX.8. Principiul care stă la baza conexiunilor este foarte simplu.

Scanned with OKEN Scanner

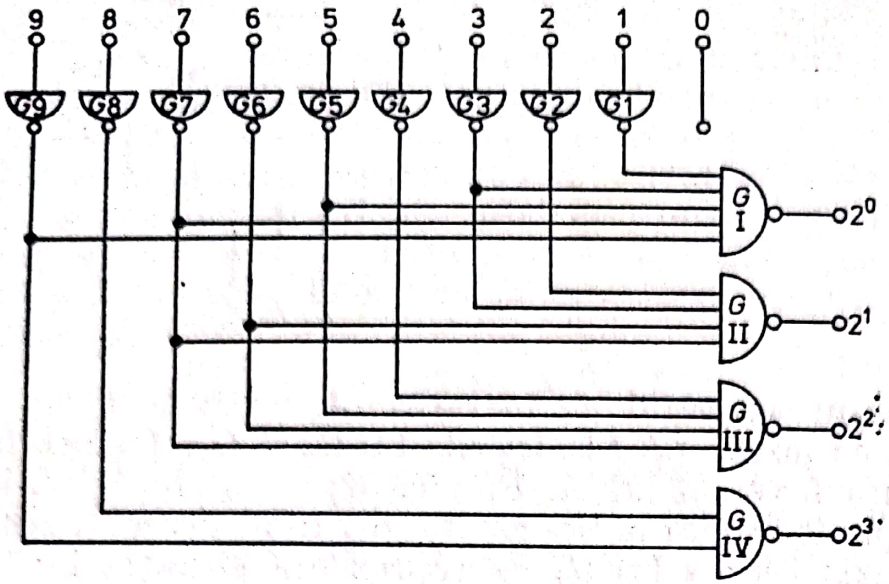


Fig. IX.8. — Decodificator zecimal-binar cu porți ȘI—NU.

Cele zece canale ale numărătorului sînt numerotate de la 0 la 9. Fiecare canal, cu excepția canalului 0, este inversat prin porțile $G_1 - G_9$. Ieșirile acestor porți sînt toate la *1*, cu excepția uneia care este la *0* și care corespunde cifrei exprimate de numărător. Fiecare poartă inversoare este conectată la una sau mai multe din cele patru porți ȘI — NU ce formează ieșirea în cod binar.

Modul de conectare se poate deduce din tabelul VIII.1. Pentru cifra 1 ieșirea 2^0 trebuie să fie *1*, deci poarta G_1 se conectează la una din intrările porții G_I.

Pentru cifra 3 trebuie să fie la *1* ieșirile 2^0 și 2^1, deci poarta G_3 se conectează la G_I și G_{II}. Pe scurt, fiecare ieșire zecimală se conectează la toate porțile care conform tabelului de conexiune trebuie să fie *1*. Ieșirea 0 nu trebuie conectată, cifra 0 în sistemul binar corespunzînd situației cu toate ieșirile la *0*.

Conversia binar-zecimală se bazează tot pe tabelul de conversie. În acest caz circuitul trebuie să aibă patru intrări, corespunzînd cifrei binare, și un număr de zece canale la ieșire, corespunzînd fiecărei cifre zecimale.

Un circuit de conversie pentru cifre de la 0 la 7 este redat în fig. IX.9. În acest caz ieșirea este constituită din opt porți ȘI formate din cîte două porți ȘI — NU. Pentru a avea doar o singură ieșire la *1*, se fac între intrări o serie de combinații utilizînd codul binar și un cod binar complementar (tabelul IX.2.). Considerînd ambele coduri se poate observa că pentru fiecare

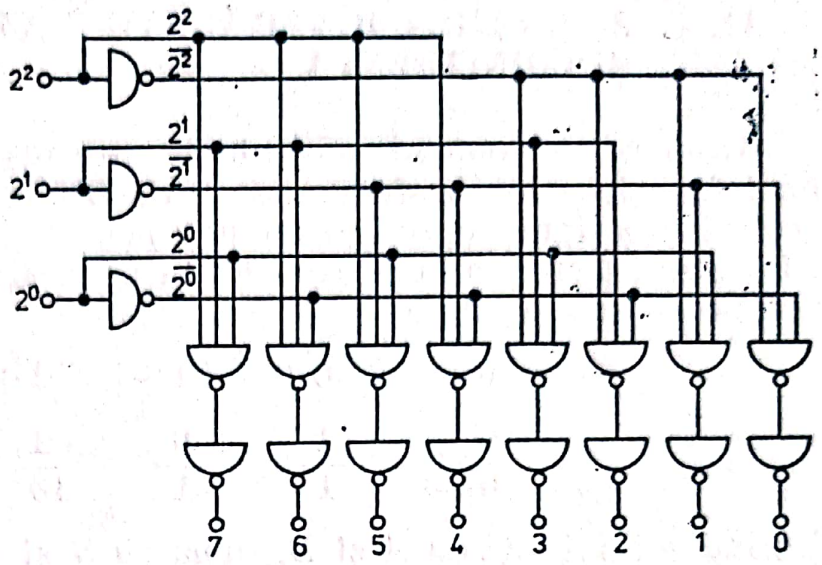


Fig. IX.9. — Decodificator binar-zecimal cu porți ȘI—NU.

cifră numărul total de *1* este același, și anume egal cu 3. O ieșire va fi la *1* pentru numărul ce-i corespunde dacă la intrarea porții ȘI sînt conectate cele trei canale ce sînt la *1* în acel moment. De exemplu, pentru 0 sînt la *1* canalele $\overline{2^0}$, $\overline{2^1}$ și $\overline{2^2}$, dar acestea se vor conecta la intrarea porții respective. Pentru cifra 4 vor fi la *1* canalele $\overline{2^2}$, $\overline{2^1}$ și $\overline{2^0}$ ș.a.m.d. Canalele $\overline{2^0}$, $\overline{2^1}$ și 2^2 se obțin direct de la circuitul binar ce formează informația. Canalele $\overline{2^0}$, $\overline{2^1}$ și $\overline{2^2}$ se obțin prin inversarea canalelor directe cu ajutorul unei porți inversoare. Conexiunile între aceste șase canale de intrare și porțile de ieșire se fac apoi urmînd pas cu pas tabelul IX.2.

Tabelul IX.2

Numerele zecimale exprimate în cod binar și cod binar inversat

Număr zecimal	Cod binar			Cod binar inversat		
	2^2	2^1	2^0	$\overline{2^2}$	$\overline{2^1}$	$\overline{2^0}$
0	0	0	0	1	1	1
1	0	0	1	1	1	0
2	0	1	0	1	0	1
3	0	1	1	1	0	0
4	1	0	0	0	1	1
5	1	0	1	0	1	0
6	1	1	0	0	0	1
7	1	1	1	0	0	0

Scanned with OKEN Scanner

IX.4. ADUNAREA BINARĂ. SAU-EXCLUSIV ŞI COINCIDENŢA

Adunarea a două numere binare este realizată cu ajutorul unei funcţiuni logice denumită SAU-EXCLUSIV. Structura acestei funcţiuni poate fi obţinută prin examinarea tabelului adevărului pentru adunarea a doi biţi. Acestea prezintă următoarele cazuri posibile :

$$\begin{array}{cccc} 0+ & 0+ & 1+ & 1+ \\ \hline 0 & 1 & 0 & 1 \\ \hline 0 & 1 & 1 & 10 \end{array}$$

Notînd cei doi biţi cu A şi B, suma cu S şi transportul cu T, se obţine un tabel al adevărului de forma celui prezentat în tabelul IX.3. Se poate vedea că suma S va fi *1* numai dacă A este diferit de B.

Aceasta se poate pune în ecuaţie cu ajutorul următoarei formulări : S va fi *1* dacă $A = 1$ *şi* $B = 0$ *sau* $A = 0$ *şi* $B = 1$.

Acelaşi lucru poate fi exprimat într-un mod uşor diferit : S este *1* dacă A *şi* $\bar{B}$ sînt *1 sau* $\bar{A}$ *şi* B sînt *1*, adică, în termeni logici :

$$S = A\bar{B} + \bar{A}B. \qquad \text{(IX.8.)}$$

Expresia din ecuaţia IX.8 constituie funcţia SAU-EXCLUSIV pentru care se foloseşte notaţia ($\oplus$) :

$$S = A \oplus B. \qquad \text{(IX.9.)}$$

Denumirea provine de la faptul că S va fi *1* dacă A sau B sînt *1*, dar nu amîndouă. În ceea ce priveşte transferul este evident că acesta este caracterizat printr-o funcţie ŞI.

$$T = A.B. \qquad \text{(IX.10.)}$$

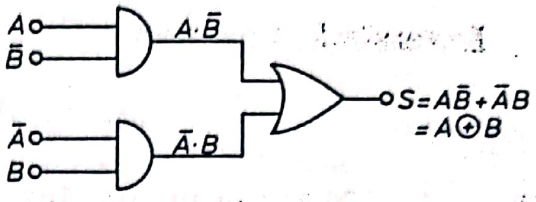
Tabelul IX.3

Tabelul adevărului pentru adunarea binară a doi biţi

A	B	S	T
0	*0*	*0*	*0*
0	*1*	*1*	*0*
1	*0*	*1*	*0*
1	*1*	*0*	*1*

Scanned with OKEN Scanner

Fig. IX.10. SAU—EXCLUSIV.



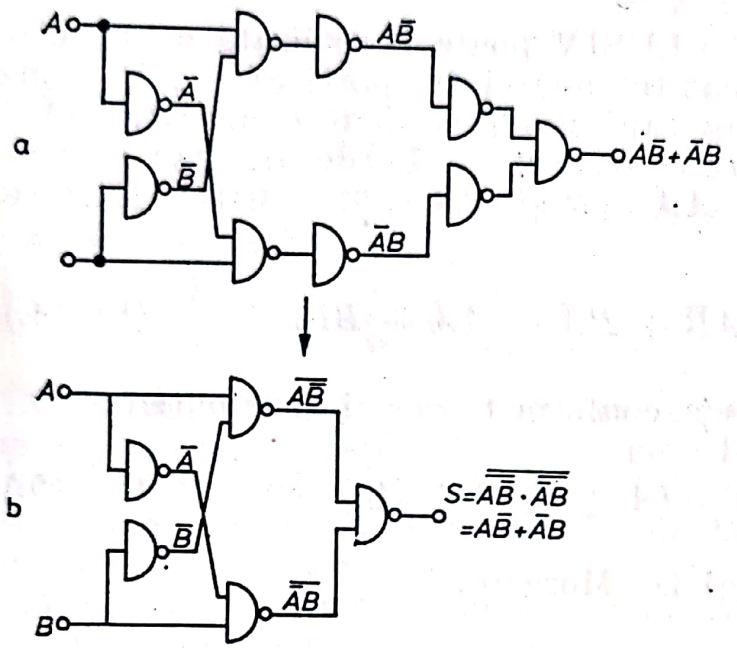


Fig. IX.11. — Realizarea funcţiei SAU—EXCLUSIV cu porţi ŞI—NU: a. variantă directă; b. variantă minimizată.

Construirea circuitului ce realizează funcţiunea SAU — EXCLUSIV se poate face plecînd de la ecuaţia IX.8. Se obţine circuitul logic din fig. IX.10. În continuare acesta poate fi transpus în porţi ŞI — NU prin substituirea inversoarelor precum şi a porţilor ŞI şi SAU cu echivalenţele lor date în fig. IX.1. Circuitul obţinut (fig. IX.11.a) poate fi simplificat întrucît porţile inversoare succesive îşi anulează reciproc efectul aşa că pot fi eliminate. Se obţine un circuit din cinci porţi ŞI — NU (fig. IX.11.b). La acesta din urmă se poate ajunge şi pe o cale teoretică, plecînd de la ideea realizării funcţiei SAU — EXCLUSIV numai cu operaţii NU — ŞI şi inversare. Inversînd ecuaţia IX.8 :

$$\bar{S} = \overline{A\bar{B} + \bar{A}B}. \qquad \text{(IX.11.)}$$

Conform teoremelor lui De Morgan :

$$\bar{S} = \overline{A\bar{B}} \cdot \overline{\bar{A}B}. \qquad \text{(IX.12.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

Inversînd din nou :

$$S = \overline{A\bar{B} \cdot \bar{A}B}. \qquad \text{(IX.13.)}$$

Ecuaţia IX.13 exprimă întocmai succesiunea de operaţiuni efectuate de circuitul IX.11.

Funcţia SAU — EXCLUSIV poate fi realizată cu un circuit şi mai redus, format tot numai din porţi ŞI — NU. Conform generalizărilor din capitolul precedent o operaţie SAU cu *0* nu schimbă expresia respectivă. Pe de altă parte, conform ecuaţiei VIII.10 $A\bar{A} = 0$ şi $B\bar{B} = 0$. Ecuaţia IX.8 se poate scrie :

$$S = A\bar{B} + B\bar{A} + A\bar{A} + B\bar{B}. \qquad \text{(IX.14.)}$$

Termenii se pot rearanja conform teoremei distribuţiei :

$$S = (\bar{A} + \bar{B})(A + B). \qquad \text{(IX.15.)}$$

Conform teoremelor lui De Morgan :

$$S = \overline{A\bar{B}}(A + B) \qquad \text{(IX.16.)}$$

sau :

$$S = A \cdot \overline{A\bar{B}} + B \cdot \overline{\bar{A}B}. \qquad \text{(IX.17.)}$$

Inversînd :

$$\bar{S} = \overline{A \cdot \overline{A\bar{B}} + B \cdot \overline{\bar{A}B}} = \overline{A \cdot \overline{A\bar{B}}} \cdot \overline{B \cdot \overline{\bar{A}B}}. \qquad \text{(IX.18.)}$$

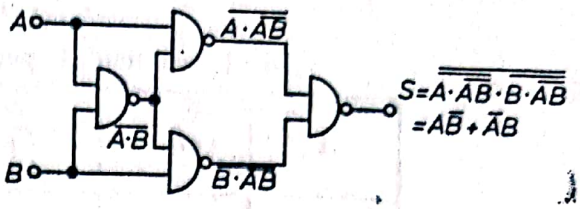
Inversînd din nou :

$$S = \overline{\overline{A \cdot \overline{A\bar{B}}} \cdot \overline{B \cdot \overline{\bar{A}B}}}. \qquad \text{(IX.19.)}$$

Această ultimă expresie, deşi complexă, se poate realiza cu numai patru porţi ŞI — NU. Urmînd pas cu pas operaţiile din ecuaţia IX.19 se obţine circuitul din fig. IX.12. Acest ultim circuit pe lîngă faptul că are un număr minim de porţi are şi avantajul că permite obţinerea transferului T prin adăugarea unei singure porţi inversoare. Circuitul obţinut (fig.

Scanned with OKEN Scanner

Fig. IX.12. — Variantă îmbunătăţită pentru realizarea funcţiei SAU-EXCLUSIV.



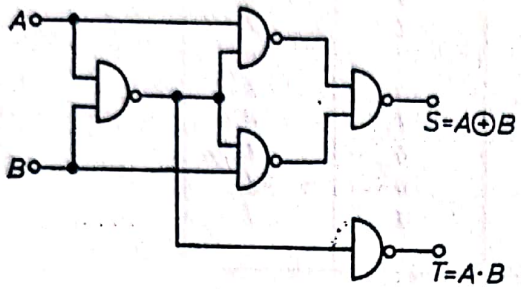


Fig. IX.13. — Semisumator.

IX.13) îndeplineşte funcţiunile necesare însumării a doi biţi şi a obţinerii transportului către perechea următoare de biţi. Acest circuit poartă numele de semisumator, întrucît nu poate să adune şi cifra de transport T_i, de la perechea precedentă de biţi. Un sumator complex va fi compus din două semisumatoare. Unul din acestea adună A cu B, dînd suma acestora S_p, iar al doilea va aduna această sumă (să-i spunem parţială) cu transportul T_i. Circuitul unui sumator complet este prezentat în fig. IX.14. Porţile $G_1 - G_4$ formează primul sumator, iar porţile $G_5 - G_8$ cel de al doilea. O problemă o pune transportul T, pentru perechea următoare de biţi. Tabelul adevărului pentru un sumator complet (tabelul IX.4) arată că T are valoarea *1* în patru cazuri (rîndurile 4, 6, 7 şi 8). Acestea pot fi transpuse într-o singură ecuaţie prin simpla citire a fiecăruia din rîndurile amintite:

$$T = \bar{A}BT_i + A\bar{B}T_i + AB\bar{T}_i + ABT_i. \qquad \text{(IX.20.)}$$

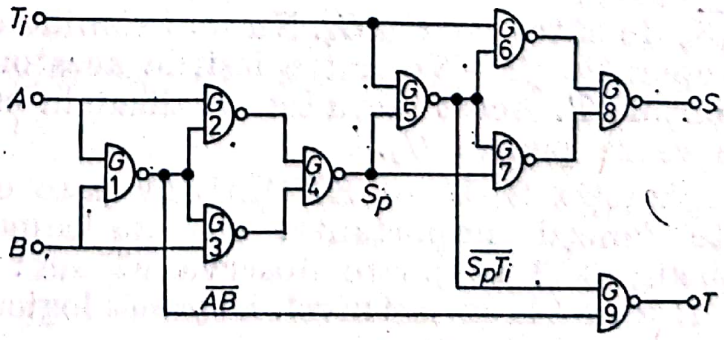


Fig. IX.14. — Sumator.

Tabelul IX.4

Tabelul adevărului pentru un sumator

A	B	T_i	S	T
0	0	0	0	0
0	0	1	1	0
0	1	0	1	0
0	1	1	0	1
1	0	0	1	0
1	0	1	0	1
1	1	0	0	1
1	1	1	1	1

Aplicînd teoremele distribuţiei :

$$T = T_i(\bar{A}B + A\bar{B}) + AB(\bar{T}_i + T_i) \qquad \text{(IX.21.)}$$

fiindcă :

$$\bar{T}_i + T_i = 1$$

$$\bar{A}B + A\bar{B} = S_p$$

ecuaţia IX.21 devine :

$$T = T_i S_p + AB. \qquad \text{(IX.22.)}$$

Inversînd, aplicînd teoremele lui De Morgan şi inversînd din nou obţinem :

$$T = \overline{\overline{T_i S_p} \cdot \overline{AB}}. \qquad \text{(IX.23.)}$$

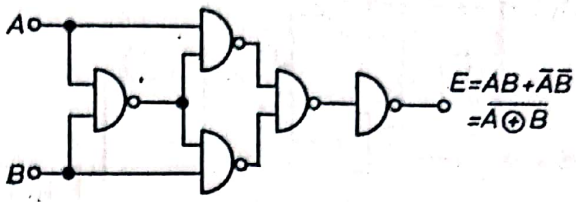
Operaţia $\overline{AB}$ este efectuată de poarta G_1 iar operaţia $\overline{T_i S_p}$ de către poarta G_5. Nu mai rămîne decît să se efectueze o operaţie *ŞI—NU* între ieşirile acestor două porţi pentru a obţine T. Acest lucru este realizat în circuitul sumatorului de către poarta G_9.

Funcţia SAU — EXCLUSIV este complementară unei alte funcţii importante, cea de coincidenţă. Examinînd tabelul IX.3 se poate observa că suma S este 0 cînd A şi B se află la acelaşi nivel. Expresia logică a acestui fapt este :

$$E = AB + \bar{A}\bar{B}. \qquad \text{(IX.24.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

Fig. IX.15. — Circuit EGALITATE.



Cele două mărimi sînt egale dacă atît A cît și B sînt *1* ($A \cdot B$) sau dacă A și B sînt *0*, respectiv $\bar{A}$ și $\bar{B}$ sînt *1*. Funcţiunea COINCIDENŢA find complementul funcţiunii SAU — EXCLUSIV :

$$E=\bar{S}=AB+\bar{A}\bar{B}=\overline{A\bar{B}+\bar{A}B}=\overline{A\oplus B} \qquad \text{(IX.25.)}$$

rezultă că circuitul cu care se poate realiza va fi format din acela prezentat în fig. IX.12 la care se mai adaugă un inversor (fig. IX.15). Ieşirea acestui circuit va fi la *1* dacă cele două intrări sînt egale.

Dacă se pune problema comparării a două numere binare, atunci pentru fiecare pereche de biţi este necesar un circuit COINCIDENŢĂ.

Între ieşirile acestor circuite trebuie efectuată o operaţie ŞI întrucît dacă cele două numere de comparat sînt egale atunci egalitatea trebuie să existe în cadrul fiecărei perechi de biţi. Spre simplificare să considerăm două numere A şi B formate din doi biţi fiecare :

$$A = A_1 2^1 + A_0 2^0$$

$$B = B_1 2^1 + B_0 2^0.$$

La egalitate, $A_1=B_1$ şi $A_0=B_0$. Prima egalitate este exprimată de :

$$E_1=\overline{A_1 \oplus B_1} \qquad \text{(IX.26.)}$$

şi cea de a doua :

$$E_0=\overline{A_0 \oplus B_0}. \qquad \text{(IX.27.)}$$

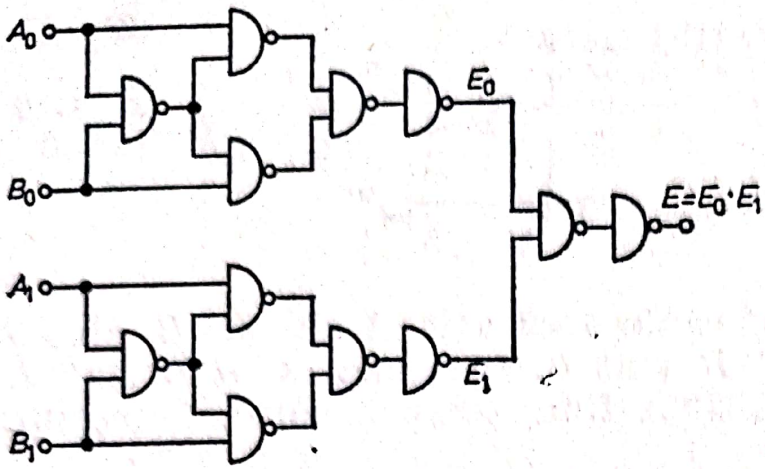


Fig. IX.16. — Comparator pentru numere formate din doi biți.

Egalitatea totală :

$$E = E_0 \cdot E_1 = (\overline{A_1 \oplus B_1})\,(\overline{A_0 \oplus B_0}). \qquad \text{(IX.28.)}$$

Această din urmă ecuație este realizată cu ajutorul circuitului din fig. IX.16.

BIBLIOGRAFIE

1. P. M. VINTNER, *Electronic Digital Techniques*, Mc. Graw-Hill, New York, 1968.
2. I. DANCEA, *Calculatoare electronice și programare*, Inst. Politehnic Cluj, 1970.
3. J. MILLMAN și H. TAUB, *Pulse, Digital and Switching Waveforms*, Mc. Graw-Hill, New York, 1965.
4. H. V. MALMSTADT și C. G. ENKE, *Digital Electronics for Scientists*, W. A. Benjamin, Menlo Park, Calif., 1969.
5. R. L. MORRIS și J. R. MILLER, *Designing with T.T.L. Integrated Circuits*, Mc. Graw-Hill, New York, 1971.
6. H. V. MALMSTADT și C. G. ENKE, *Computer Logic*, W. A. Benjamin, Menlo-Park, Calif., 1970.
7. M. P. MARCUS, *Switching Circuits for Engineers*, ed. a II-a, Prentice-Hall, Englewood Cliffs., New Jersey, 1967.
8. * * *, *Catalog de Circuite Integrate*, I.P.R.S. Băneasa, 1972.
9. * * *, *Electronic Components Condensed Catalog*, ICCE București, 1974.
10. * * *, *The Integrated Circuits Catalog*, Texas Instruments.

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul X
CIRCUITE BISTABILE

Circuitele cu porţi prezentate în capitolul anterior fac parte din clasa circuitelor *combinaţionale.*

Ieşirea unui astfel de circuit este funcţie numai de situaţia intrărilor *în acel moment*, fără ca starea anterioară a circuitului să aibă influenţă asupra celei prezente. O altă clasă de circuite o constituie circuitele *secvenţiale* la care starea la un timp t_{n+1} depinde de starea circuitului la timpul t_n. Din această clasă fac parte şi *circuitele basculante bistabile* sau pe scurt *bistabile.* Un asemenea circuit poate fi realizat într-o multitudine de variante, din componente discrete, sau din blocuri. O cale simplă de realizare a circuitului bistabil o constituie conectarea a două porţi ŞI — NU în felul arătat în fig. X.1. Circuitul conţine două itrări S şi R şi două ieşiri Q şi $\bar{Q}$. Legarea unei ieşiri la intrarea celeilalte porţi face ca cele două ieşiri să fie complementare, cu excepţia cazului în care la ambele intrări se aplică *0*. Acest lucru este oglindit de către tabelul adevărului (tabel X.1) pentru circuitul bistabil. Aplicînd un *0* la R, ieşirea porţii G_2, respectiv $\bar{Q}$ va fi la *1*. Aceasta face ca în mod automat una din intrările G_1 să fie *1*. Dacă S este *1* înseamnă că şi a doua intrare este *1* deci Q va fi la *0*. Aplicînd *0* la S şi *1* la R, Q va fi *1* şi $\bar{Q}$ va fi *0*.

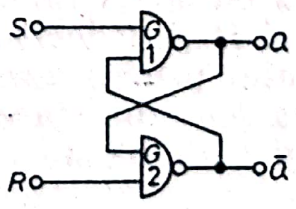


Fig. X.1. — Circuit bistabil cu porţi ŞI—NU.

Tabelul X.1

Tabelul adevărului pentru circuitul din fig. X.1.

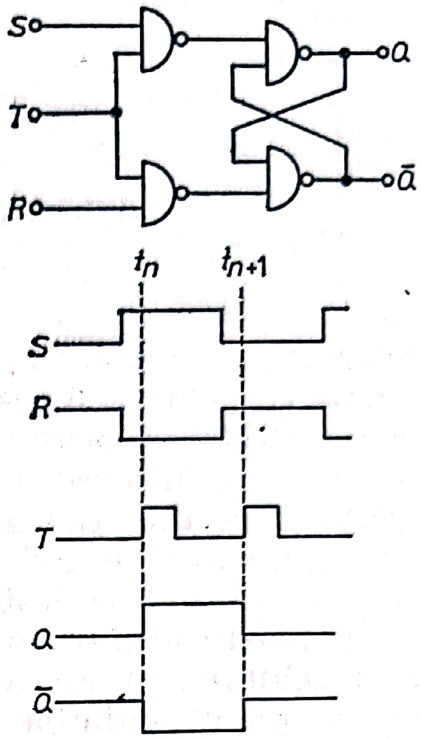
R	S	Q	$\overline{Q}$
0	*1*	*0*	1
1	*0*	*1*	*0*
0	*0*	*1*	*0*
1	*1*	*0*	1
1	*1*	*1*	*0*

O situaţie aparte apare în momentul în care atît R cît şi S sînt la *1*. În acest caz starea circuitului depinde de situaţia lui anterioară. Să presupunem că R a fost *0* şi S a fost *1*. Aceasta înseamnă că Q a fost *0* şi amîndouă intrările porţii G_2 erau la *0*. Trecerea lui R de la *0* la *1* nu modifică cu nimic situaţia la ieşirea porţii G_2 care continuă să rămînă *1* cît timp una din intrări mai este la *0*. Pornind de la situaţia complementară, $S = 0$ şi $R=1$, schimbarea lui S de la *0* la *1* nu va avea de asemenea nici un efect. În acest caz ambele intrări ale lui G_1 erau la *0* şi trecerea uneia din ele la *1* nu va afecta ieşirea. Numai că de această dată $Q=1$ şi $\bar{Q}=0$. Cu alte cuvinte, în momentul realizării situaţiei $R=1$ şi $S=1$ ieşirile vor rămîne într-o stare ce ne poate arăta care din cele două intrări, au fost mai înainte la *0*. Aceasta constituie realizarea unei funcţiuni de *memorie*. Aplicînd un *0* la una din intrări, ieşirile trec într-o anumită configuraţie. Aceasta nu se mai schimbă dacă la *aceeaşi* intrare se aplică *1* sau din nou *0*. Circuitul rămîne în această stare pînă se aplică un *0* la cealaltă intrare.

O variantă de circuit bistabil care îşi schimbă starea numai în urma unui puls de *tact*, este redată în fig. X.2. În acest caz este vorba despre un circuit basculant cu intrarea controlată. Cele două intrări S şi R nu sînt aplicate direct circuitului basculant, ci prin intermediul a două porţi NU — ŞI cu două intrări. Intrările rămase libere sînt conectate împreună la o a treia intrare T. Este evident că circuitul basculant nu va reacţiona la schimbarea stării lui R şi S decît atunci cînd T este la *1*. Din tabelul adevărului pentru acest circuit (tabelul X.2) se vede că ieşirea îşi va schimba starea atunci cînd R şi S sînt complementare şi îşi schimbă starea înaintea fiecărui puls de tact (pulsuri la

Scanned with OKEN Scanner

Fig. X.2. — Circuit bistabil cu intrare controlată și diagrama temporală a intrărilor și ieșirilor.



T). Acest lucru este redat mai sugestiv de către diagrama temporală din fig. X.2. R şi S îşi schimbă starea înaintea momentului t_n sau t_{n+1}. Abia cînd T trece la *1*, Q şi $\bar{Q}$ îşi schimbă nivelul.

Circuitul bistabil din fig. X.2 este denumit bistabil $R.S$. O variantă a acestui circuit este circuitul de tip D. La aceasta se mai adaugă o poartă inversoare care elimină posibilitatea unei identităţi între R şi S (fig. X.3). În locul celor două intrări avem una singură, notată cu D. Aceasta se leagă direct la una din intrările circuitului bistabil şi

Tabelul X.2

Tabelul adevărului pentru circuitul din fig. X.2

R	S	Q
0	*0*	$Q_{n+1} = Q_n$
0	*1*	*1*
1	*0*	*0*
1	*1*	Nedeterminat

Q_n = Starea lui Q la pulsul de tact n
Q_{n+1} = Starea lui Q la pulsul următor : $n + 1$

Scanned with OKEN Scanner

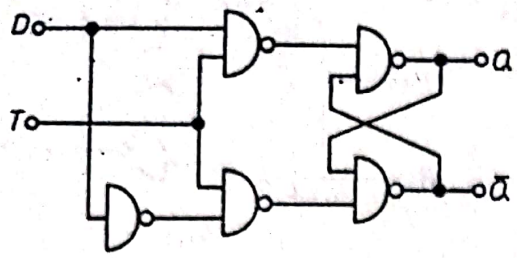


Fig. X.3. — Circuit bistabil de tip *D*.

inversată la cea de a doua. Tabelul adevărului pentru acest circuit (tabelul X.3) este o versiune redusă a tabelului X.2, prin eliminarea primului şi ultimului rînd şi făcînd $S = \bar{D}$. Se remarcă în acest tabel că ieşirea Q la timpul t_{n+1} va fi identică cu intrarea D la timpul t_n. Aceasta înseamnă că o informaţie constînd dintr-un *1* sau *0* aplicată la intrare va fi transmisă la ieşire după un puls la intrarea T.

În foarte multe cazuri este de dorit ca circuitul bistabil să-şi schimbe starea după fiecare puls de tact, fără a fi nevoie de a schimba din afară starea lui R şi S sau cea a lui D. Examinînd diagrama temporală din fig. X.2 se poate vedea că pentru a asigura comutarea după fiecare puls, între pulsurile de tact t_n şi t_{n+1}, S trebuie să treacă în starea pe care o are $\bar{Q}$ iar R în aceea pe care o are Q. Ar fi foarte simplu ca să se lege Q la R şi $\bar{Q}$ la S, asigurînd astfel comutarea automată a intrărilor după fiecare puls la T. Din păcate aceasta nu ar da rezultate întrucît comutarea lui R şi S trebuie efectuată numai după ce T a revenit la *0*. Ori în cazul de mai sus cuplarea permanentă a lui Q şi $\bar{Q}$ la intrarea circuitului va avea drept rezultat blocarea acestuia. Soluţia ar consta în construirea unui circuit care să conecteze ieşirile la intrări numai cînd acest lucru este necesar. Aceasta se face cu ajutorul a două circuite bistabile cuplate în serie, unul din ele controlînd intrarea celuilalt. Acest sistem este cunoscut sub denumirea larg acceptată

Tabelul X.3

Tabelul adevărului pentru un circuit bistabil *D*

D la t_n	Q la t_{n+1}
1 *0*	*1* *0*

Scanned with OKEN Scanner

Scanned with OKEN Scanner

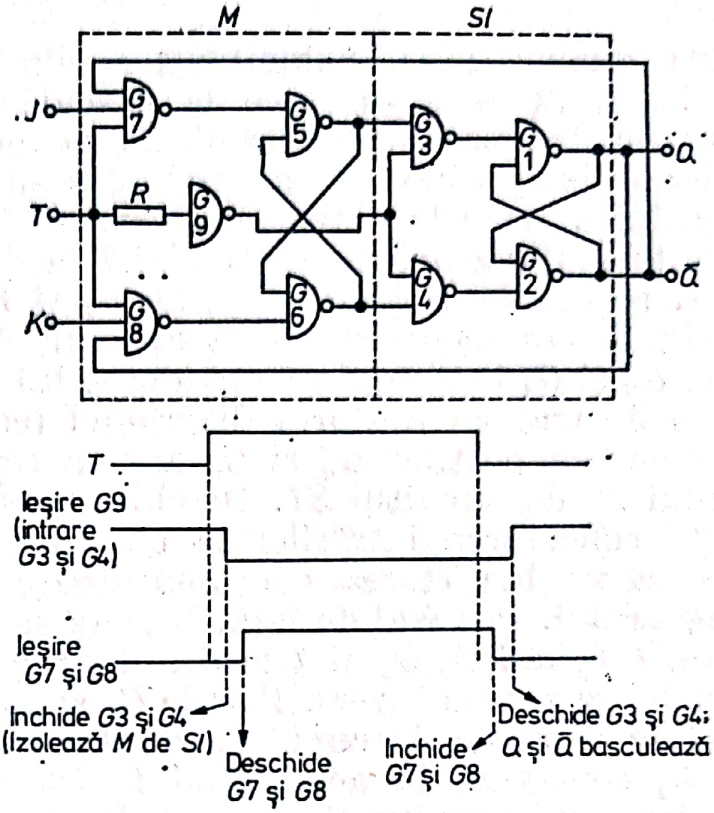


Fig. X.4. — Circuit bistabil $J-K$ „master-slave" construit din porţi ŞI—NU (sus). Secvenţa funcţionării circuitului la aplicarea unui impuls de tact (jos).

de „*master-slave*" (stăpîn-sclav). Partea circuitului la care sînt conectate intrările este circuitul „master" iar partea la care sînt ieşirile este circuitul „slave". Circuitele bistabile „master-slave" se pot prezenta în mai multe variante dintre care cea mai răspîndită este circuitul $J-K$. Un asemenea circuit construit din porţi ŞI — NU este redat în fig. X.4. Circuitele „master" M şi „slave" Sl sînt delimitate printr-o linie întreruptă. Fiecare din acestea constă dintr-un circuit de tipul aceluia din fig. X.2. Intrarea de control este aplicată direct circuitului M şi inversat circuitului Sl. Ca o particularitate se remarcă introducerea unei rezistenţe la intrarea lui G_9. Să nu uităm că această intrare este de fapt un emitor. Introducerea lui R de valoare mică $100-200\ \Omega$ face ca tensiunea la intrarea lui G_9 să fie ceva mai ridicată decît la intrările porţilor G_7 şi G_8. Funcţionarea circuitului se bazează pe faptul că răspunsul porţilor la pulsul de tact nu este instantaneu şi o parte a circuitului va răspunde mai repede decît cealaltă. Să presupunem că la intrările J şi K avem logic *1*, iar $Q=1$ şi $\bar{Q}=0$. Aceasta înseamnă un *0* aplicat la intrarea lui G_7. Întrucît $T=0$, acest fapt nu are deocamdată nici un efect, deoarece ieşirile G_7 şi G_8

sînt oricum la *1*. Schimbînd nivelul la intrarea T de la *0* la *1*, aceasta va duce la deschiderea porţilor G_7 şi G_8 şi prin inversarea produsă de G_9 la închiderea lui G_3 şi G_4. Aceste două schimbări nu sînt însă sincrone. Fiindcă intrarea lui G_9 este la o tensiune ceva mai pozitivă deşi tot în limitele lui *0* logic, la trecerea lui T la *1* intrarea lui G_9 ajunge mai repede la *1* decît intrările G_7 şi G_8. Diferenţa este de ordinul nanosecundelor însă este suficientă să închidă porţile G_3 şi G_4 înainte de deschiderea lui G_7 şi G_8. Acest lucru este ilustrat cu ajutorul diagramei temporale din fig. X.4. Închiderea porţilor G_3 şi G_4 are ca rezultat izolarea circuitului M de circuitul $S1$. Deschiderea porţilor G_7 şi G_8 permite conectarea intrărilor la circuitul „master", astfel că acesta va lua starea corespunzătoare, descrisă în tabelul adevărului. În cazul de faţă, aceasta se traduce prin apariţia unui *0* la ieşirea G_5 şi *1* la G_6. La revenirea lui T la *0*, lucrurile se petrec invers. Porţile G_7 şi G_8 se închid, primele izolînd intrările de circuitul M. Apoi se deschid porţile G_3 şi G_4 conectînd în acest mod ieşirile circuitului „master" la intrările circuitului „slave". Întrucît la G_3 avem aplicat un *0* şi la G_4 un *1*, Q va trece la *0* şi $\bar{Q}$ la *1*, adică în inversul situaţiei precedente. La următorul puls, dată fiind legătura încrucişată dintre intrări şi ieşiri, Q şi $\bar{Q}$ îşi vor schimba din nou starea.

În caz că J şi K au valori diferite de *1* acest lucru va impune o anumită situaţie la ieşirile Q şi $\bar{Q}$ conform tabelului X.4.

X.1. CIRCUITE BISTABILE INTEGRATE

Ca şi porţile, circuitele bistabile se fabrică şi ele sub formă de circuite integrate. Construcţia detaliată a acestor circuite poate să fie foarte complexă şi din această cauză ea nu va fi

Tabelul X.4

Tabelul adevărului pentru circuit bistabil JK

Intrări la t_n		Q la t_{n+1}
J	K	
0	*0*	Q la t_n
0	*1*	*0*
1	*0*	*1*
1	*1*	$\bar{Q}$ la t_n

Scanned with OKEN Scanner

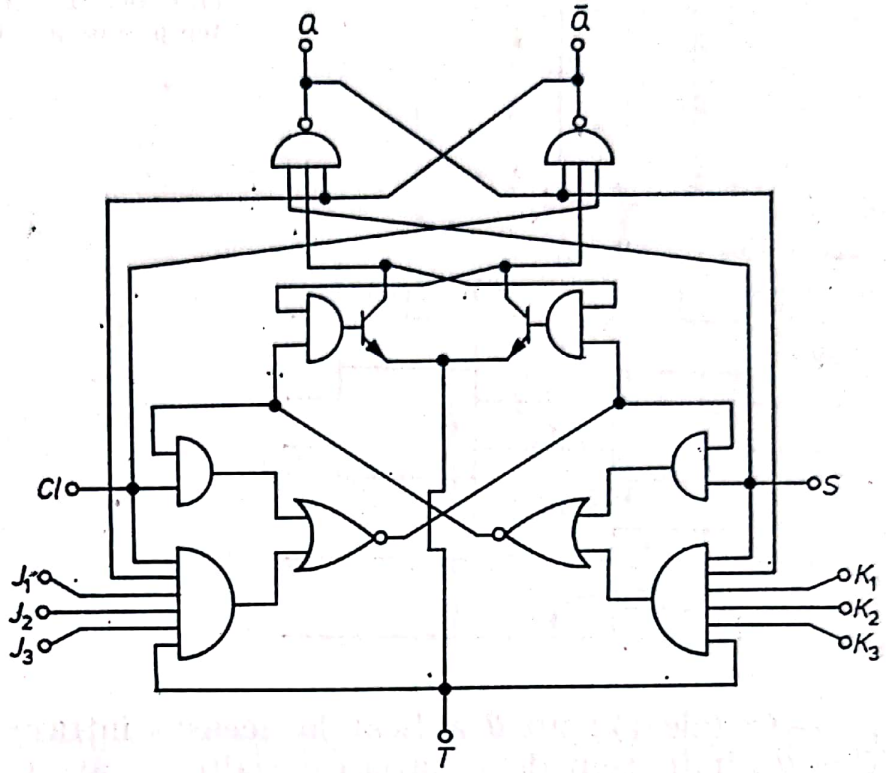


Fig. X.5. — Schema de principiu a circuitului integrat, CDB 472, bistabil $J-K$, „master-slave", I.P.R.S. Băneasa.

reprodusă aici. Din motive de economicitate şi tehnologie, schema de principiu a circuitelor integrate va fi diferită de aceea realizată cu componente discrete sau chiar de aceea prezentată în fig. X.4. O asemenea schemă de principiu, a unui circuit bistabil $J-K$ „master—slave" CDB 472 (I.P.R.S. Băneasa), este prezentat în fig. X.5. Se remarcă în această schemă faptul că există cîte trei intrări J, respectiv trei intrări K, conectate la o poartă ŞI. Tabelul adevărului (tabelul X.4) va fi respectat în condiţia $J = J_1 \cdot J_2 \cdot J_3$ şi $K = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3$. Pe lîngă intrarea T şi intrările J şi K mai există două intrări denumite *Set* (S) şi *Clear* (Cl) care sînt cuplate direct la porţile circuitului „slave". Aceasta dă posibilitatea stabilirii din afară a oricărei situaţii la Q şi $\bar{Q}$, independent de celelalte intrări. Reprezentarea simbolică a unui circuit bistabil $J-K$ constă dintr-un dreptunghi în care sînt înscrise litere corespunzînd intrărilor şi ieşirilor (fig. X.6). Modul în care fiecare intrare acţionează asupra ieşirilor este rezumat în următoarele :

— S (set) : un *0* aplicat la această intrare aduce Q la *1*, indiferent de situaţia celorlalte intrări. Pentru a permite operarea prin celelalte intrări S se menţine la *1*.

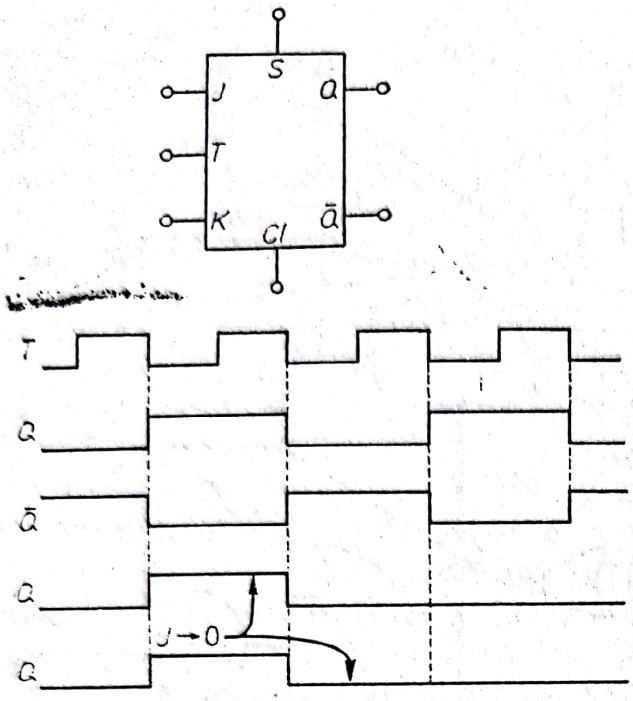


Fig. X.6. — Simbolul unui circuit bistabil $J-K$ și diagrama temporală a intrărilor și ieșirilor.

— *Cl* (clear) : un *0* aplicat la această intrare aduce $\bar{Q}$ la 1 (Q la *0*), indiferent de situația celorlalte intrări. Ca și intrarea S și aceasta trebuie menținută la *1* pentru a permite celorlalte intrări să opereze.

— T (tact) : un puls aplicat la această intrare face ca Q și $\bar{Q}$ să interschimbe stările. Această schimbare are loc la sfîrșitul pulsului, cînd T trece de la *1* la *0*. Intrarea de tact poate acționa în acest fel numai dacă *toate* celelalte intrări sînt *1*.

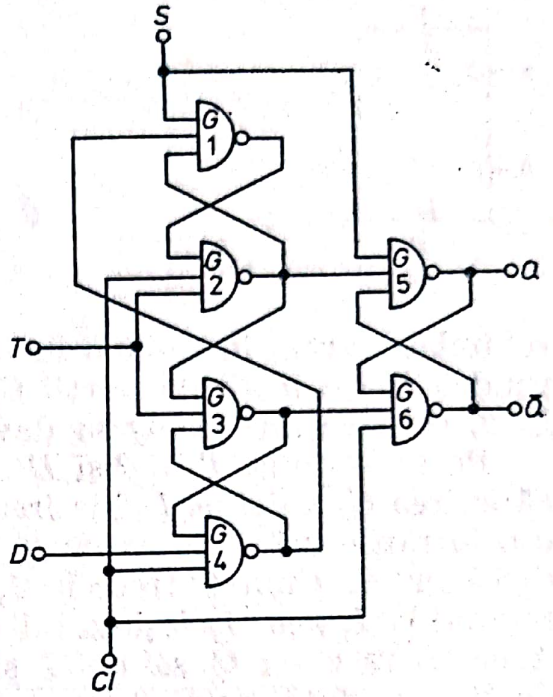
— J : un *0* la oricare din intrările J blochează Q în starea *0*. Trecerea lui Q la *0* nu se face în momentul în care $J = 0$, ci în momentul în care un impuls la T face acest lucru. Odată Q adus la *0* el va rămîne în această stare. Dacă Q a fost la *0* în momentul în care J a fost făcut *0*, Q rămîne în această stare.

— K acționează pentru $\bar{Q}$ întocmai ca J față de Q. Un *0* la o intrare K va bloca $\bar{Q}$ la *0*.

În cazul intrărilor J și K blocarea uneia din ieșiri într-o stare înseamnă în mod automat că cealaltă ieșire se află în stare opusă : J va menține $Q = 0$ și $\bar{Q} = 1$, iar K va menține $Q = 1$ și $\bar{Q} = 0$. În reprezentarea simbolică din fig.X.6 intrările J și K se află în dreptul ieșirilor pe care le blochează la *0*.

Diagrama temporală din partea de jos a figurii X.6 redă modul de acțiune al intrărilor, descris mai înainte. Se observă că Q și $\bar{Q}$ își schimbă starea numai în partea descendentă a pulsului de tact. Acțiunea unei intrări J este reprezentată în

Fig. X.7. — Schema de principiu a circuitului bistabil de tip D, CDB 474, IPRS Băneasa.



ultimele două rînduri pentru cazul trecerii la *0* a lui *J*, cînd *Q* era *1* şi cînd *Q* era *0*.

Un circuit integrat util este circuitul de tip *D* prezentat în fig.X.7. Acesta nu este însă un circuit „master-slave" ci un circuit de memorare şi transmitere a datelor. Tabelul adevărului pentru acest circuit este identic cu acela prezentat în tabelul X.3. Circuitul de faţă are însă o mai mare versatilitate prin introducerea intrărilor de control SET şi Clear care permit aducerea lui *Q* la *1* (Set) sau la *0* (Clear). De fapt denumirea, provenită din engleză, a acestor intrări, exprimă tocmai modul lor de acţiune, cu referire la ieşirea *Q*. „Set" instaurează *1* iar „Clear" şterge, aducînd ieşirea la *0*.

Circuitul din fig. X.7 constă din trei perechi de circuite bistabile simple. Circuitele formate din perechile G_1, G_2 şi G_3, G_4 sînt astfel cuplate încît ieşirile care decid starea perechii G_5, G_6 nu sînt niciodată amîndouă la *0*. Funcţionarea circuitului are loc după secvenţa următoare. Să presupunem că *S* şi *Cl* sînt *1*, $T = 0$, şi $D = 1$. Un *0* la *T* înseamnă *1* la ieşirile G_2 şi G_3. Dacă $D = 1$ toate intrările porţii G_4 sînt la *1*, ceea ce înseamnă că ieşirea acesteia este la *0*. Întrucît G_4 este conectat la G_1, ieşirea acesteia va fi *1*. Dintre intrările lui G_2 doar una este la *0*, cea legată la *T*, iar dintre intrările lui G_3, două sînt la *0*, una conectată la *T* şi alta la G_4. Dacă *T* trece la *1*, poarta G_3 nu-şi

Scanned with OKEN Scanner

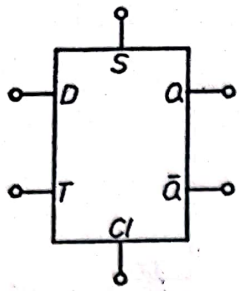


Fig. X.8. — Simbolul unui bistabil de tip D.

schimbă starea, întrucît o intrare a mai rămas la *0*. În schimb, fiindcă toate intrările porţii G_2 sînt la *1*, ieşirea acesteia trece la *0*, ceea ce face ca Q să devină *1*.

Pornind de la $T = 0$ şi $D = 0$ situaţia se modifică în sensul că ieşirea G_4 va fi la *1* şi ieşirea G_1 la *0*. Aceasta face ca la două din intrările lui G_2 să avem *0*, şi doar intrarea legată la T a lui G_3 să fie *0*. Cînd T trece la *1*, G_2 nu-şi va schimba starea, rămînînd la *1*, doar la ieşirea lui G_3 vom avea de astă dată un *0*. Aceasta face ca $\bar{Q}$ să fie *1* şi Q să treacă la *0*. În concluzie, de fiecare dată cînd T trece de la *0* la *1* situaţia existentă la D apare la ieşirea Q. Simbolul unui bistabil D este redat în fig. X.8.

Dintre circuitele bistabile fabricate la IPRS Băneasa, schema conexiunilor a trei tipuri este prezentată în fig. X.9. Unul din acestea, CDB 472, cuprinde un singur bistabil într-o capsulă iar celelalte cîte două. Circuitul CDB 474 conţine bistabile de tipul D.

X.2. ALTE CIRCUITE BASCULANTE

Pe lîngă circuitele basculante bistabile se mai utilizează în electronică şi alte circuite basculante. Dintre acestea, în cele ce urmează se va face o scurtă prezentare a circuitelor basculante monostabile, a circuitelor basculante astabile şi a circuitului basculant Schmitt.

X.2.1. CIRCUITE BASCULANTE MONOSTABILE

Caracteristica principală a unui circuit basculant monostabil este aceea că are o singură stare stabilă. În urma unui puls din exterior circuitul basculează, aşa cum o face şi un

Scanned with OKEN Scanner

Scanned with OKEN Scanner

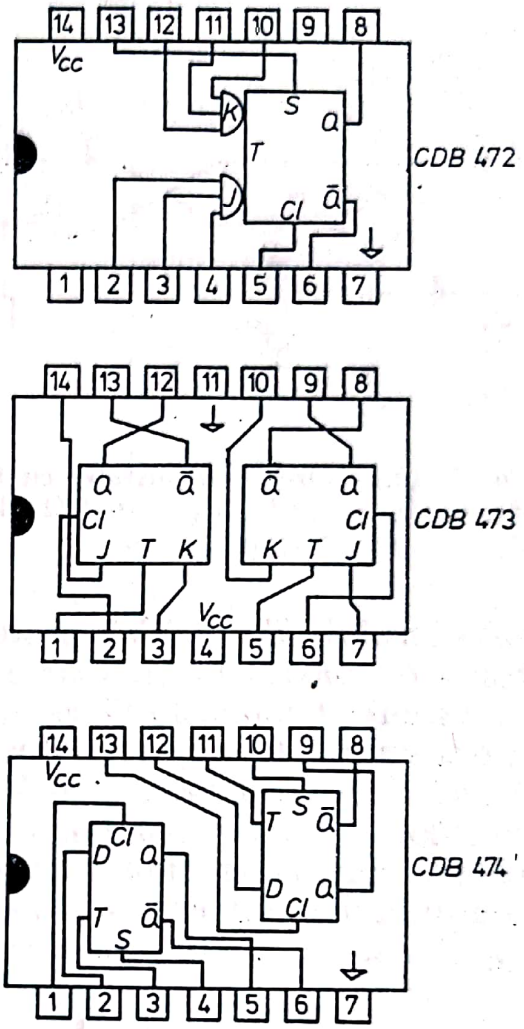


Fig. X.9. — Schem conexiunilor externe pentru circuitele IPRS Băneasa; CDB 472, CDB 473 şi CDB 474 (vedere de sus).

circuit bistabil. Spre deosebire de acesta, circuitul monostabil nu rămîne în a doua stare decît un timp oarecare Δt după care revine brusc la starea stabilă, fără vreun impuls exterior.

O variantă „clasică" de realizare a unui circuit basculant monostabil este prezentată în fig. X.10. Circuitul constă din doi tranzistori T_1 şi T_2, fiecare avînd baza conectată la colectorul celuilalt. Între colectorul T_2 şi baza lui T_1 se intercalează un condensator C. În starea stabilă a circuitului tranzistorul T_1 conduce iar T_2 este blocat. Aceasta înseamnă că la colectorul lui T_1 (ieşirea Q) există o tensiune de cca 0,2 V, tensiunea colector-emitor la un tranzistor în stare de saturaţie, iar la colectorul T_2 (ieşirea $\bar{Q}$), tensiunea este practic egală cu a sursei de alimentare V_{CC}. La baza tranzistorului T_1, care conduce, tensiunea este în jur de 0,7 V, valoare suficientă pentru a menţine un tranzistor de siliciu în stare de conducţie. La baza lui T_2 tensiunea este aceea rezultată prin divizarea tensiunii

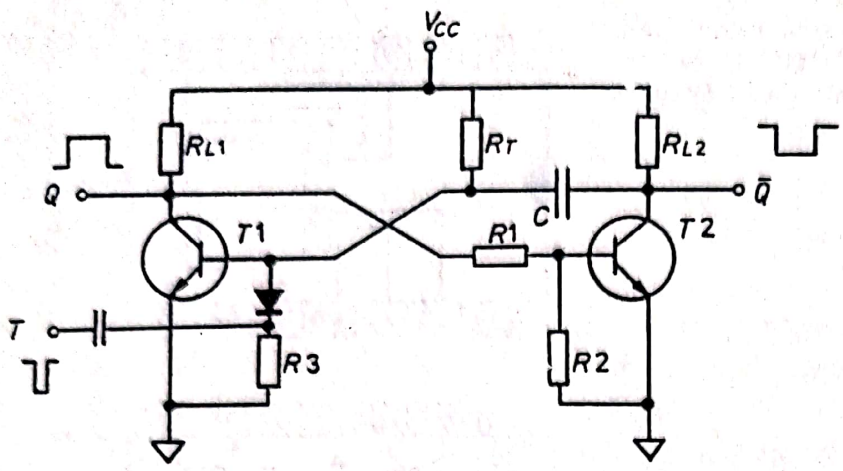


Fig. X.10. — Circuit monostabil cu tranzistori, V_{CC}= 5 V, $T_1 = T_2$ = BC 108; $R_{L_1} = R_{L_2}$ = 1,2 Ω, R_1 = 10 KΩ; R_2 = 3,3 KΩ; R_3 = 10 KΩ; C_1 = 50 pF; R_T și C sînt variabili.

colectorului T_1 (0,2 V) peste divizorul format din R_1 și R_2, adică o valoare mică, foarte apropiată de zero.

Circuitul monostabil este scos din starea stabilă prin aplicarea unui *0* la intrarea *T* respectiv la baza tranzistorului T_1. Aducînd această bază la 0 V tranzistorul T_1 se blochează și la colectorul său (ieșirea *Q*) tensiunea crește brusc. Tensiunea la care se ridică *Q* în stare metastabilă este obținută prin divizarea tensiunii de alimentare V_{CC} peste lanțul de rezistențe R_{L_1}, R_1 și R_2, adică are valoarea:

$$V_{CC} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_{L_1} + R_1 + R_2} \quad . \qquad \text{(X.1.)}$$

Blocarea tranzistorului T_1, prin creșterea tensiunii la colectorul acestuia, va duce la creșterea tensiunii aplicate la baza lui T_2, respectiv trecerea acestui tranzistor în stare de conducție. Tensiunea la colectorul T_2 scade brusc de la V_{CC} la 0,2 V. Aceste schimbări sînt ilustrate în diagrama temporală din fig. X.11. Scăderea tensiunii cu (V_{CC} — 0,2) V la o armătură a condensatorului *C* face ca și la cealaltă armătură tensiunea să scadă cu aceeași valoare. Întrucît cealaltă armătură era la + 0,7 V, în urma schimbării de stare a circuitului tensiunea acesteia ajunge la — (V_{CC} —0,2—0,7) volți, tensiune ce este de fapt aplicată la baza tranzistorului T_1. Din acest motiv condensatorul începe să se descarce prin rezistența R_T cu o viteză determinată de constanta R_TC. Pe măsura descărcării condensato-

Scanned with OKEN Scanner

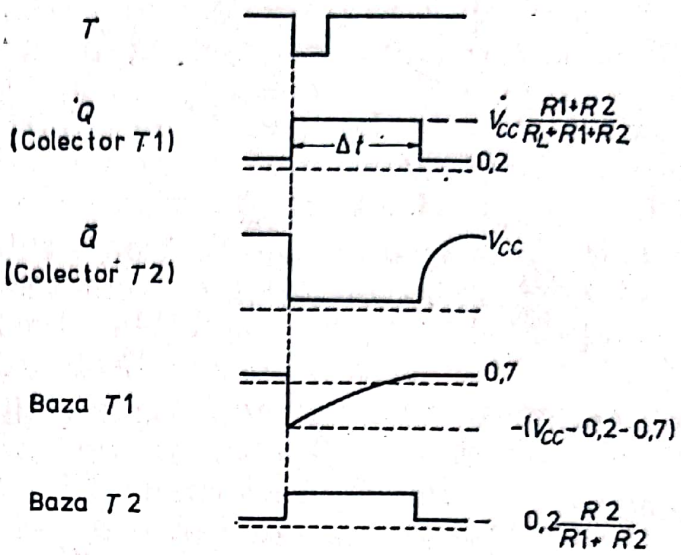


Fig. X.11. — Forma semnalelor la bazele și colectorii tranzistoarelor din circuitul basculant monostabil.

rului, tensiunea la baza tranzistorului T_1 devine din ce în ce mai pozitivă, pînă cînd se atinge tensiunea de 0,7 V. În acest moment tranzistorul T_1 trece în stare de conducție, blocîndu-l în schimb pe T_2. Colectorul lui T_2 nu va putea lua însă în mod instantaneu valoarea V_{cc}, ci este necesar un scurt timp pentru ca să aibă loc încărcarea condensatorului C prin rezistența R_{L_2}. Timpul în care circuitul rămîne în stare metastabilă se poate calcula plecînd de la ecuația descărcării unui condensator printr-o rezistență (vezi cap. II, referitor la circuit RC). Tensiunea la un moment t pe rezistența R_T din circuitul R_TC este :

$$V_t = V_0 e^{-t/RC}, \qquad (X.2.)$$

de unde, timpul de descărcare Δt va fi :

$$\Delta t = R_T C \ln \frac{V_0}{V_t}. \qquad (X.3.)$$

După ce impulsul de comandă a fost aplicat, o armătură a condensatorului se află practic la masă și cealaltă la o tensiune de $-(V_{cc} - 0,9\ V)$. Pe rezistența R_T căderea de tensiune va fi :

$$V_0 = V_{cc} - [-(V_{cc} - 0,9)] = 2V_{cc} - 0,9. \qquad (X.4.)$$

La momentul atingerii tensiunii de 0,7 V la baza tranzistorului T_1 căderea de tensiune pe R_T va fi :

$$V_t = V_{cc} - 0,7, \qquad (X.5.)$$

Scanned with OKEN Scanner

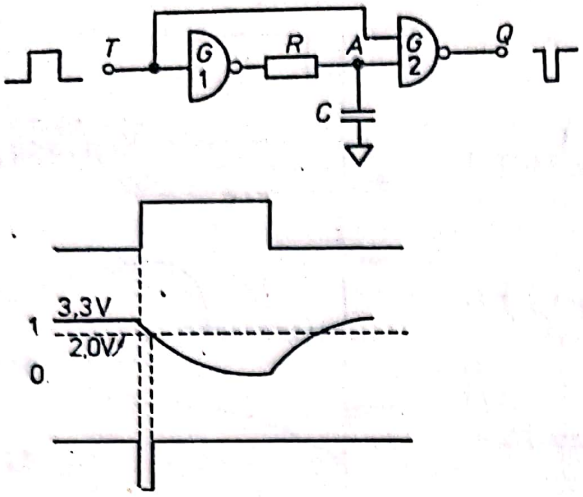


Fig. X.12. — Circuit monostabil din porți ȘI—NU și diagrama temporală.

deci :

$$\Delta t = R_T C \ln \cdot \frac{2V_{cc} - 0{,}9}{V_{cc} - 0{,}7}. \qquad \text{(X.6.)}$$

De obicei, $V_{cc} > 5$ V, așa că ecuația X.6 devine :

$$t = R_T C \ln 2 \cong 0{,}7 \; R_T C. \qquad \text{(X.7.)}$$

Ecuația X.7 arată că timpul petrecut de circuit în starea metastabilă este determinat de rezistența R_T și capacitatea C. Controlînd aceste două mărimi se pot obține intervale de timp Δt pe o plajă de cîteva ordine de mărime. Aceasta face ca circuitele monostabile să fie utilizate pentru obținerea unui interval de timp prestabilit, pentru întîrzierea unui semnal sau a unei operații ș.a.m.d.

Circuitele monostabile se construiesc în multe variante, unele din ele destul de îndepărtate ca și concepție de schema clasică. Toate au însă un punct comun : timpul Δt în stare metastabilă este obținut cu ajutorul unui circuit RC.

Un circuit monostabil format din porți ȘI—NU este prezentat în fig.X.12. Circuitul RC se află plasat între ieșirea porții G_1 și intrarea porții G_2. La aplicarea unui puls de la *0* la *1*, la intrarea T, ieșirea porții G_1 trece la *0*, respectiv la masă. Totuși intrarea corespunzătoare a porții G_2 nu trece imediat la *0*. Condensatorul C, care a fost inițial încărcat la tensiunea corespunzînd nivelului logic *1*, (egal cu cca 3,3 V pentru porțile ȘI—NU. I.P.R.S. Băneasa), începe să se descarce prin rezistența R. Abia în momentul în care condensatorul s-a descărcat sub un anumit prag (cca 2 V) poarta G_2 trece la *1*.

Scanned with OKEN Scanner

Revenind la situaţia porţii G_2, aceasta a avut iniţial una din intrări la *0* şi cealaltă la *1*. În momentul în care T a trecut la *1*, o intrare a porţii G_2 a trecut la *1* (cea legată direct de T) iar cealaltă a mai rămas la *1*, un timp Δt necesar condensatorului C să se descarce sub 2 V. În acest interval de timp ambele intrări au fost *1*, ceea ce corespunde unei ieşiri Q egale cu *0*. După ce condensatorul s-a descărcat, G_2 revine la *1*.

Acest tip de monostabil este foarte simplu şi este utilizat în special pentru obţinerea unor pulsuri de întîrziere foarte scurte. Un dezavantaj al circuitului îl constituie faptul că pulsul la T trebuie să fie mai lung decît pulsul la Q.

Un circuit monostabil, foarte practic, este prezentat în fig.X.13. Acesta conţine un circuit bistabil format din porţile G_1 şi G_2, cu una din intrări acţionată de impulsul de comandă şi cealaltă de un circuit de timp format din tranzistorii T_1 şi

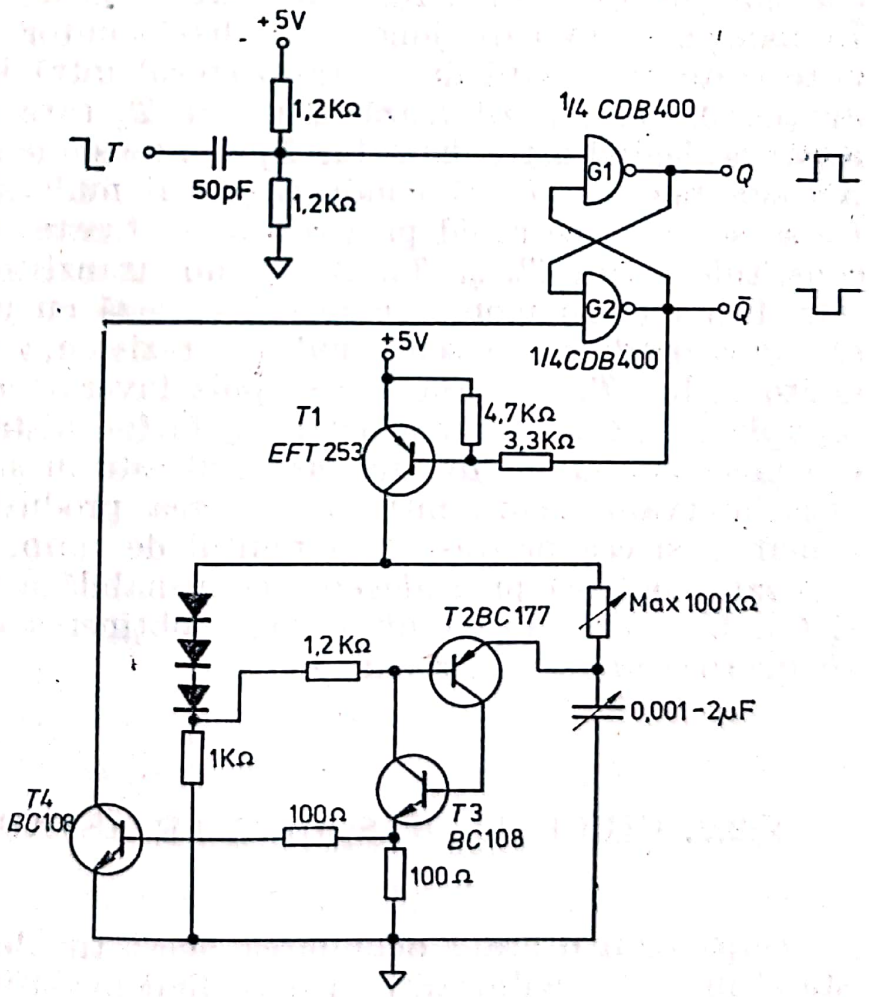


Fig. X.13. — Circuit monostabil cu timp reglabil între 10 μs şi 1 s.

Scanned with OKEN Scanner

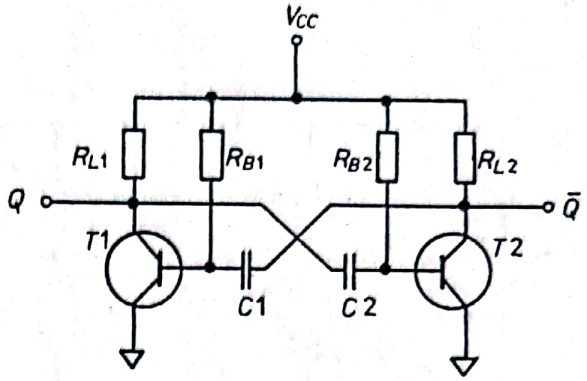
T_4. La rîndul său acest circuit de timp este acţionat prin ieşirea porţii G_2, tot de impulsul aplicat la T. În starea stabilă intrarea T este la *1*, Q la *0* şi $\bar{Q}$ la *1*. Aplicînd un puls negativ la T, bistabilul format din G_1 şi G_2 basculează, Q trecînd la *1* şi $\bar{Q}$ la *0*. Trecerea lui $\bar{Q}$ la *0* aduce tranzistorul T_1, *pnp*, în stare de conducţie. Acest lucru este posibil întrucît tensiunea aplicată la bază prin divizorul format de rezistenţele de 4,7 kΩ şi 3,3 kΩ este de cca 2 V. Fiindcă emitorul este la 5 V baza se află la o tensiune de —3 V faţă de emitor, ceea ce corespunde tranzistorului saturat. Curentul ce trece prin T_1 va încărca condensatorul C_T prin R_T. În acelaşi timp va asigura o cădere de tensiune de cca 2,1 V pe şirul de diode D_1, D_2, D_3 şi cca 2,5—2,9 V pe rezistenţa de 1 kΩ respectiv pe baza tranzistorului T_2. Totuşi acest tranzistor nu va conduce întrucît emitorul său se află la o tensiune mai negativă decît a bazei. Pe măsură ce condensatorul C_T se încarcă, emitorul lui T_2 devine mai pozitiv. În momentul în care joncţiunea bază-emitor a acestui tranzistor este polarizată direct tranzistorul intră în stare de conducţie. Aceasta pozitivează baza lui T_3 care începe şi el să conducă, legînd astfel baza lui T_2 la o tensiune aproape de 0 V. Aceasta face ca T_2 să conducă şi mai mult şi condensatorul C_T să se descarce rapid prin rezistenţa foarte mică pe care o constituie acum T_2 şi T_3. Aceşti doi tranzistori sînt de fapt introduşi într-un montaj care echivalează cu un tiristor. Descărcarea produce un scurt puls pe rezistenţa de 100 Ω dintre emitorul lui T_3 şi masă. Acest puls inversat şi amplificat de T_4 aplică un *0* la intrarea porţii G_2, făcînd bistabilul să comute din nou. Timpul Δt în care circuitul este în stare metastabilă este intervalul scurs între bascularea produsă de pulsul de comandă şi cea produsă de circuitul de timp. Mărimea lui Δt se poate controla prin alegerea convenabilă a valorilor lui R_T şi C_T. Un astfel de circuit permite obţinerea de pulsuri de la 10 microsecunde la 1 secundă.

X.2.2. CIRCUITE BASCULANTE ASTABILE

După cum o arată denumirea, acest tip de circuit nu este stabil în nici una din stări, el basculînd încontinuu fără nici un impuls din exterior. Ca şi circuitele monostabile, circuitul astabil se poate construi în mai multe variante. Într-o variantă clasică,

Scanned with OKEN Scanner

Fig. X.14. — Circuit basculant astabil cu tranzistoare.



realizarea unui circuit astabil pleacă de la ideea unei simetrii perfecte între două tranzistoare cuplate între ele prin capacitate. Un astfel de circuit este redat în fig. X.14. Cele două tranzistoare T_1 și T_2 se află în stări diferite. T_1 conduce iar T_2 este blocat. La baza lui T_1 avem tensiunea de 0,7 V iar la baza lui T_2 tensiunea devine din ce în ce mai pozitivă datorită descărcării condensatorului C_2 prin rezistențele R_{B_2}. Cînd la această bază se ajunge la valoarea tensiunii de 0,7 V, T_2 conduce, tensiunea la colectorul acestuia ($\bar{Q}$) scăzînd brusc de la V_{CC} la 0,2 V. Aceasta face ca la baza lui T_1 tensiunea să scadă cu $V_{CC} = 0{,}2$ V deci de la 0,7 V la $-(V_{CC} - 0{,}2 - 0{,}7)$, exact ca în cazul monostabilului. Condensatorul C_1 începe să se descarce prin R_{B_1}, în timp ce condensatorul C_2 se încarcă prin R_{L_1}. Cînd condensatorul C_1 s-a descărcat suficient pentru ca la baza lui T_1 tensiunea să ajungă la 0,7 V, tranzistorul T_1 devine conductibil și T_2 se blochează. Ciclul continuă generînd la cele două ieșiri Q și $\bar{Q}$ unde dreptunghiulare complementare.

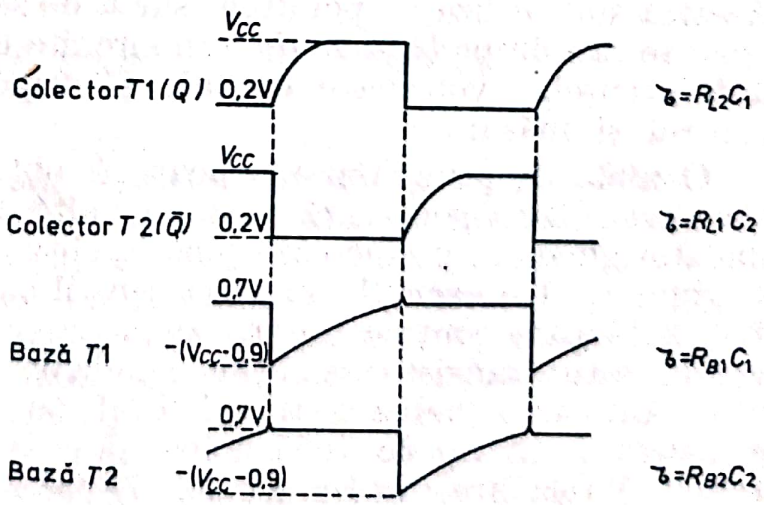


Fig. X.15. — Diagrama temporală a circuitului din fig. X.14.

Scanned with OKEN Scanner

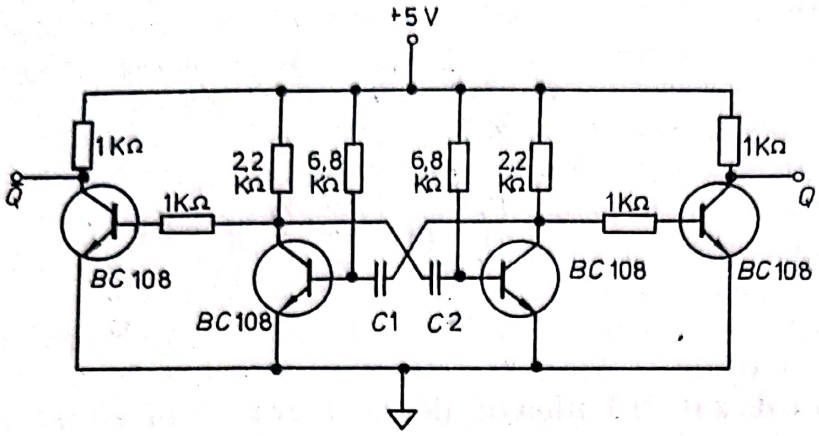


Fig. X.16. — Circuit astabil cu amplificator pentru unde dreptunghiulare. $C_1 = C_2$; Valoarea capacităţilor se alege în funcţie de frecvenţa dorită.

Se observă că pe ramura lor ascendentă aceste unde sînt rotunjite datorită faptului că cei doi condensatori trebuie să se încarce prin rezistenţele R_L. Din acest motiv se adaugă circuitului din fig.X.14 diferite montaje menite să ducă la obţinerea unei unde dreptunghiulare fără margini rotunjite. Unul din aceste procedee utilizează cîte un amplificator format dintr-un tranzistor, cuplat la colectorul tranzistoarelor din astabil (fig.X.16). Rezistenţa mică (1 kΩ) de la baza tranzistoarelor amplificatoare face ca acestea să lucreze în regim de saturaţie sau blocaj astfel că unda generată nu mai prezintă rotunjiri.

Funcţia principală a circuitelor astabile este de a genera unde dreptunghiulare, de o amplitudine şi frecvenţă stabilă. Acestea sînt utilizate apoi drept sursă de semnal pentru diferite circuite sau drept *bază de timp* în circuite de numărare, măsură a frecvenţei, voltmetre digitale şi dispozitive automate de control şi măsură.

O undă dreptunghiulară poate fi obţinută şi cu ajutorul circuitelor care generează unde de altă formă. În acest caz unda originală se prelucrează pînă la obţinerea unei unde dreptunghiulare. Un exemplu în acest sens îl constituie circuitul din fig. X.17 care conţine un tranzistor cu unijoncţiune. La emitorul acestui tranzistor se obţine o undă de tip dinţi de ferăstrău. Felul în care operează tranzistorul cu unijoncţiune pentru a genera acest tip de undă a fost descris la circuitul oscilatorului de relaxare din fig. IV.29. Tranzistorul T_1 constituie o sursă de curent constant care încarcă condensatorul C. În momentul cînd tensiunea de vîrf V_p a tranzistorului T_2 este

Scanned with OKEN Scanner

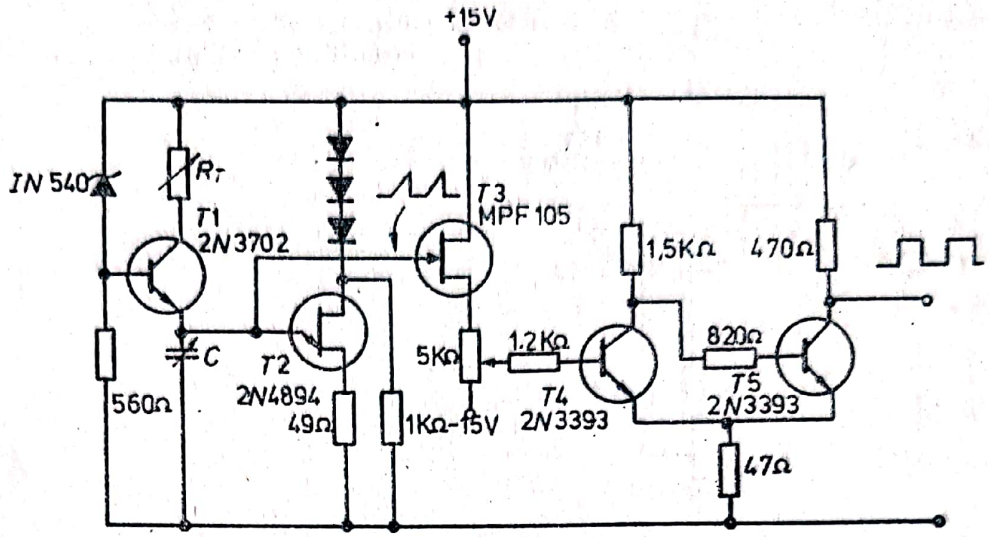


Fig. X.17. — Generator de unde dreptunghiulare, obținute prin modelarea undelor cu dinți de ferăstrău generate de un oscilator de relaxare.

atinsă, condensatorul se descarcă brusc prin rezistența de bază a tranzistorului. Unda în dinți de ferăstrău este aplicată unui tranzistor cu efect de cîmp T_3, în montaj cu drenă comună. Unda amplificată este aplicată circuitului format din T_4 și T_5 care constituie un așa-zis trigger Schmitt (vezi subcapitolul următor). Ieșirea acestui circuit va fi o undă rectangulară avînd aceeași perioadă cu a undei în dinți de ferăstrău generată de oscilatorul de relaxare.

Frecvența undei obținute poate fi reglată cu ajutorul rezistenței R_T și a condensatorului C_T din circuitul de relaxare.

X.2.3. CIRCUIT BASCULANT SCHMITT

Circuitul basculant *Schmitt* denumit și *trigger Schmitt* este un circuit destinat detectării unui anumit nivel de tensiune și corectării formei impulsurilor. Circuitul se compune din două tranzistoare montate ca inversoare. Emitoarele nu sînt însă conectate direct la masă ci sînt cuplate și apoi legate la masă printr-o rezistență mică R_E. O schemă tipică a unui trigger Schmitt este redată în fig. X.18. Dacă tensiunea la intrare este nulă, tranzistorul T_1 este blocat, la colectorul său tensiunea fiind V_{CC}. Această tensiune este divizată de R_2 și R_3 care au valorile astfel alese încît în acest caz T_2 să fie în stare de con-

Scanned with OKEN Scanner

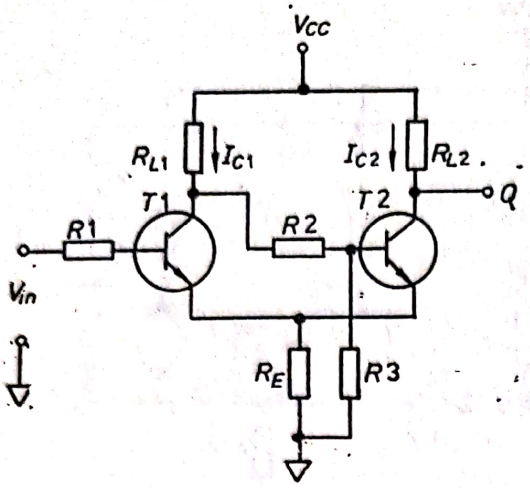


Fig. X.18. — Schema generală a unui circuit basculant Schmitt.

ducție. Curentul I_{C_2}, care trece prin T_2 este decis de R_{L_2} și are valoarea :

$$I_{C_2} = \frac{V_{CC}}{R_{L_2}}. \qquad \text{(X.8.)}$$

Acest curent de colector face ca pe rezistența R_E să apară o cădere de tensiune egală cu :

$$V_{E_2} = I_{C_2} R_E. \qquad \text{(X.9.)}$$

Pentru a aduce tranzistorul T_1 în stare de conducție, tensiunea la intrare trebuie să depășească o valoare V_H, care este egală cu tensiunea de polarizare a joncțiunii bază-emitor ($\cong$ 0,7 V) plus căderea de tensiune pe rezistența R_E :

$$V_H = I_{C_2} R_E + 0{,}7. \qquad \text{(X.10.)}$$

În momentul în care această tensiune a fost atinsă, T_1 conduce, tensiunea la colector devine mică și în consecință T_2 se blochează. Prin rezistența R_E circulă acum curentul I_{C_1} :

$$I_{C_1} = \frac{V_{CC}}{R_{L_1}}. \qquad \text{(X.11.)}$$

Căderea de tensiune pe rezistența R_E este :

$$V_{E_1} = I_{C_1} \cdot R_E. \qquad \text{(X.12.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

Pentru a aduce din nou pe T_1 în stare de blocaj, tensiunea de intrare trebuie să scadă sub tensiunea V_L care este prin analogie cu V_H egală cu :

$$V_L = I_{C_1} \cdot R_E + 0{,}7. \qquad \text{(X.13.)}$$

În circuitul basculant Schmitt R_{L_1} se ia mai mare decît R_{L_2}. Aceasta înseamnă că tensiunea necesară aducerii ieşirii Q la *1* nu este identică cu aceea necesară trecerii lui Q în starea *0*. Într-adevăr, dacă :

$$R_{L_1} > R_L \qquad \text{(X.14.)}$$

atunci :

$$I_{C_1} < I_{C_2} \qquad \text{(X.15.)}$$

şi :

$$V_H > V_L. \qquad \text{(X.16.)}$$

Aplicînd la intrarea triggerului Schmitt un semnal analog, ca acela din fig. X.19, ieşirea Q va bascula între *1* şi *0* de fiecare dată cînd semnalul urcă peste valoarea V_H sau coboară sub V_L. Din această figură reiese clar posibilitatea acestui circuit de a modela un semnal oarecare în forma unei unde dreptunghiulare. Circuitul poate de asemenea juca rolul de discriminator, semnalele care nu reuşesc să urce pînă la V_H sau să coboare sub V_L nu vor schimba starea circuitului.

Intervalul între V_H şi V_L poate fi controlat într-o oarecare măsură prin intermediul rezistenţelor R_{L_1}, R_{L_2} şi R_E. Totuşi ajustarea acestor valori este limitată de faptul că aceste rezistenţe nu pot fi variate oricum, fără a afecta funcţionarea între-

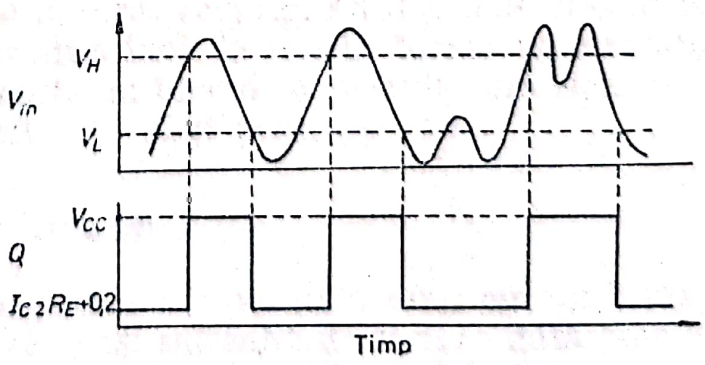


Fig. X.19. — Modelarea unui semnal cu ajutorul circuitului basculant Schmitt.

gului circuit. De aceea, în multe cazuri pentru detectarea și discriminarea unor semnale pe o plajă mare de valori, se preferă utilizarea comparatoarelor formate din amplificatoare operaționale sau a comparatoarelor diferențiale de tipul CLB 2711 C descris în subcapitolul VII.4.

BIBLIOGRAFIE

1. J. MILMAN și H. TAUB, *Pulse, Digital and Switching Waveforms*, Mc.Graw-Hill, New York, 1965.
2. P. M. KINTNER, *Electronic Digital Techniques*, Mc.Graw-Hill, New York, 1968.
3. I. DANCEA, *Calculatoare electronice și programare*, Inst. Politehnic Cluj, 1970.
4. A. C. GILLIE, *Pulse and Logic Circuits*, Mc.Graw-Hill, New York, 1968.
5. H. V. MALMSTADT și C. G. ENKE, *Digital Electronics for Scientists*, W. A. Benjamin, Menlo Park, Calif., 1969.
6. H. V. MALMSTADT și C. G. ENKE, *Computer Logic*, W. A. Benjamin, Menlo Park, Calif., 1970.
7. * * *, *Catalog Circuite Integrate*, IPRS Băneasa, 1972.
8. * * *, *Electronic Components Condensed Catalog*, ICCE București, 1974.
9. * * *, *The Integrated Circuits Catalog*, Texas Instruments.

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul XI

NUMĂRĂTOARE, REGISTRE, ELEMENTE DE APARATURĂ AUTOMATĂ

Circuitele bistabile pot fi utilizate pentru construirea unor circuite secvenţiale necesare în operaţiuni, cum ar fi : numărarea, prelucrarea datelor, operarea automată a unor aparate, programarea de mecanisme, măsurarea timpului, furnizarea unor intervale de timp foarte precise şi multe altele.

În funcţie de sarcinile ce se cer îndeplinite circuitele logice sînt foarte variate şi complexe iar înţelegerea lor poate să pară inabordabilă la prima vedere. Totuşi, utilizînd procedeul descompunerii aparaturii în blocuri funcţionale, urmată de analiza fiecăruia în parte, aşa după cum s-a arătat în capitolul I, este posibil să se dezlege şi să se însuşească modul de funcţionare a sistemelor cu grad ridicat de complexitate. Primul pas rămîne însă cunoaşterea blocurilor funcţionale. În acest sens în capitolul de faţă se prezintă cîteva circuite logice de bază cum ar fi : numărătoarele, registrele, memoriile şi cîteva sisteme simple utilizate în automatizarea operaţiilor digitale. Cu aceste blocuri simple se construiesc sisteme mai complexe, exemplele date fiind toate realizate sau reproduse de autori.

Blocurile funcţionale prezentate sînt bazate pe elemente logice produse şi existente în ţară, vezi fig. IX.3 şi X.9. Blocurile funcţionale care nu se produc încă la noi în formă de circuite integrate pot fi uşor înlocuite cu blocuri construite din elemente de bază cum ar fi bistabili J—K şi porţi ŞI—NU.

XI.1. NUMĂRĂTOR BINAR

Dacă se urmăreşte diagrama temporală a unui circuit bistabil (fig. X.6) se observă că *Q* îşi schimbă de fiecare dată starea cînd la intrarea de tact se trece de la *1* la *0*. Cînd la intrarea de

Scanned with OKEN Scanner

tact se trece de la *0* la *1*, la ieşire nu se întîmplă nimic. Rezultatul este că unda rectangulară generată la *Q* are perioada de două ori mai mare decît cea aplicată la *T*. Circuitul bistabil este un divizor de frecvenţă, frecvenţa la ieşire fiind 1/2 din frecvenţa la intrare. Dacă ieşirea primului bistabil este conectată în continuare cu intrarea de tact a unui al doilea bistabil, la ieşirea acestuia se va obţine o frecvenţă de patru ori mai mică decît cea originală. Şirul de bistabili poate continua, fiecare reprezentînd o putere a lui 2 cu care este divizată frecvenţa iniţială. Să considerăm un lanţ format din trei asemenea bistabile şi diagrama temporală a ieşirilor *Q* (fig.XI.1) şi să dăm pulsurilor la *T* un număr de ordine. În dreptul fiecărui punct se notează cu *1* şi *0* situaţia ieşirilor *Q*. Citind apoi rezultatul pe verticală, de jos în sus, se observă că numărul binar format corespunde cu un număr de ordine al pulsului. Astfel, în dreptul lui 2 avem *0 1 0*, în dreptul lui 5, *1 0 1* şi aşa mai departe, în conformitate cu tabelul de conversie al codului zecimal în binar. Cu alte cuvinte, starea ieşirilor *Q* reprezintă,

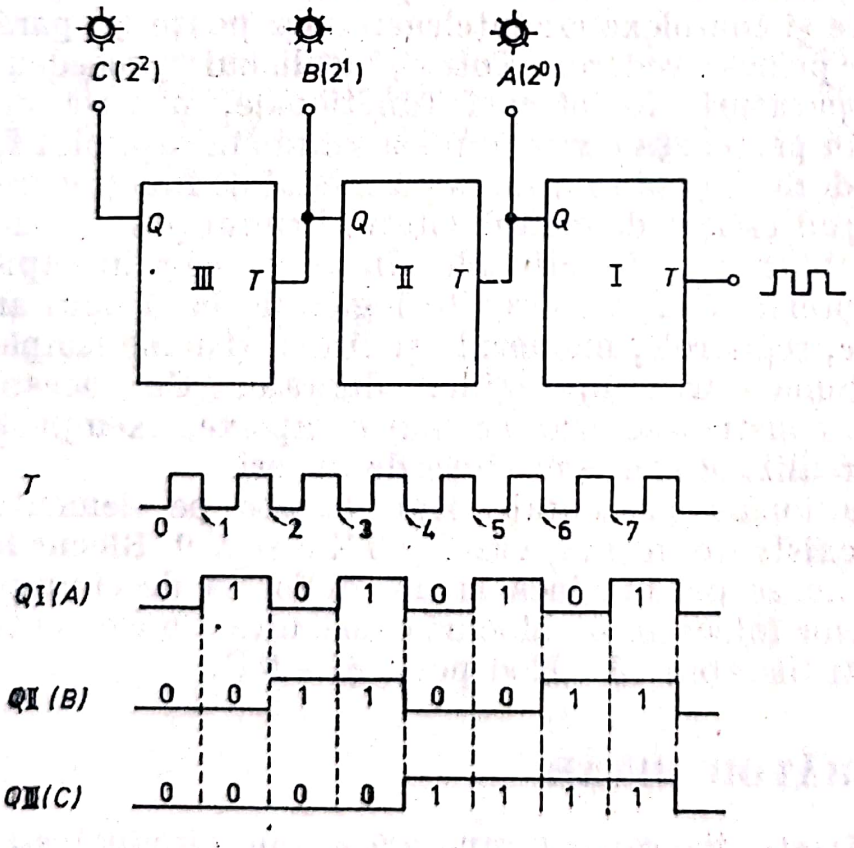


Fig. XI.1. Numărător binar (sus) şi diagrama temporală a ieşirilor (jos). Becurile aprinse corespund numărului 5 în cod binar.

Scanned with OKEN Scanner

în cod binar, numărul pulsurilor aplicate pînă în acel moment la intrarea lanţului de bistabile.

Un asemenea şir de bistabile constituie un numărător binar. Fiecare bistabil reprezintă o putere a lui 2. Dacă ieşirile lui Q sînt cuplate la un panou cu becuri, becurile se vor aprinde şi se vor stinge după fiecare puls, astfel încît configuraţia lor să reprezinte tocmai numărul binar de pulsuri aplicate. Acest sistem din bistabile şi becuri constituie deja un numărător cu afişare binară. Numărul de pulsuri ce se pot număra într-un ciclu va fi 2^n, unde n este numărul de bistabile din lanţ. În cazul circuitului din fig. XI.1, pot fi numărate $2^3 = 8$ pulsuri, după care toate ieşirile sînt la *0*, reîncepîndu-se ciclul. Pentru a număra 1 000 de pulsuri sînt necesare 10 bistabile.

Numărător binar invers. Dacă în locul ieşirilor Q se cuplează $\bar{Q}$ la intrarea T a bistabilului următor se obţine un numărător invers. În acest caz, primul puls aduce la *1* toate bistabilele, pentru ca în continuare configuraţia ieşirilor Q să corespundă unei numărători binare inverse, aşa cum este redat în diagrama temporală a circuitului din fig. XI.2.

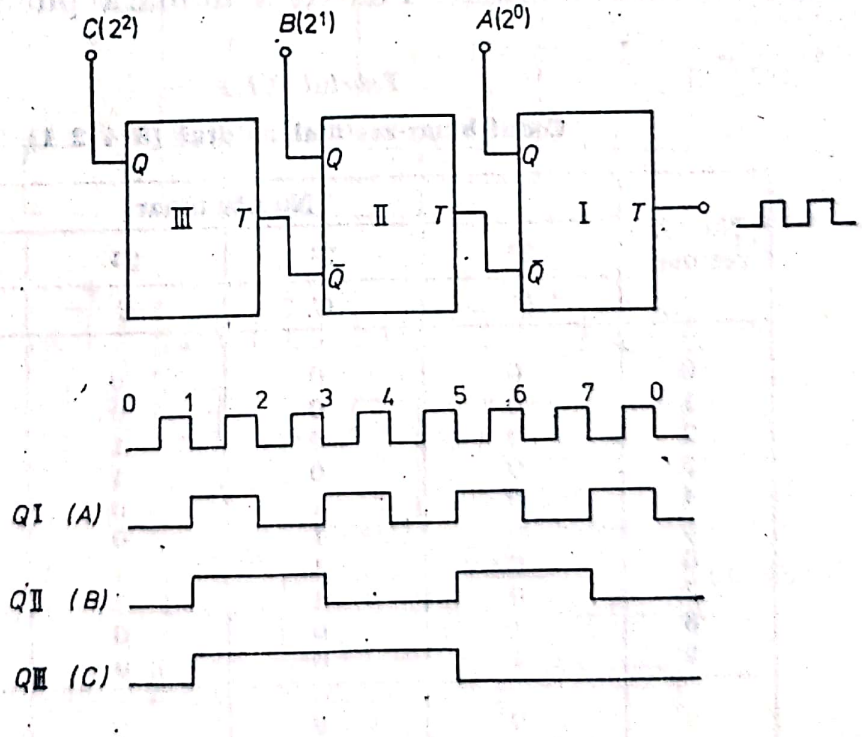


Fig. XI.2. Numărător binar invers şi diagrama temporală.

XI.2. NUMĂRĂTORUL ZECIMAL

Numerele binare, atunci cînd conţin un număr mare de biţi, sînt mult mai dificil de citit decît cele zecimale cu care sîntem toţi obişnuiţi. În plus, o serie de operaţii de calcul sau automatizare se fac mult mai uşor dacă se lucrează cu grupuri de circuite bistabile, fiecare grup reprezentînd o decadă. Pentru a număra 10 pulsuri, sînt necesare patru bistabile. Dacă acestea ar fi legate într-un lanţ binar, numărătoarea ar merge pînă la 15, după care s-ar relua ciclul de la 0. De aceea între cele patru bistabile trebuie să se efectueze conexiunile de aşa manieră încît după 10 pulsuri toate ieşirile să treacă la *0* şi ciclul să reînceapă. Configuraţia pe care trebuie să o aibă cele patru ieşiri notate cu *A*, *B*, *C* şi *D* corespunzînd la 2^0, 2^1, 2^2 şi 2^3, este redată în tabelul XI.1. Acesta reprezintă cifrele de la 0 la 9, exprimate în cod binar. Modul acesta de codificare al unui număr în baza 10, în grupuri a 4 biţi pentru fiecare decadă se numeşte codificare binar-zecimală naturală, cod natural sau cod 8 4 2 1.

Structura codului natural sugerează şi modul în care trebuie rezolvată construcţia unei decade din patru bistabile. Pentru a număra de la 0 la 7 primele trei bistabile trebuie conectate ca un numărător binar. Pentru a număra pulsurile 8 şi 9 cel

Tabelul XI.1

Codul binar-zecimal natural (8 4 2 1)

Număr zecimal	Număr binar			
	2^3	2^2	2^1	2^0
	D	*C*	*B*	*A*
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
0	0	0	0	0

Scanned with OKEN Scanner

de al patrulea bistabil trebuie să fie la *1* în timpul acestor două pulsuri. Bistabilul care stă la *1* sau *0*, cîte două pulsuri, este cel ce generează pe B (2^1). Aşadar, circuitul bistabil IV va fi alimentat la intrarea T cu pulsuri provenind de la Q_I, întocmai ca bistabilul II. Mai rămîn două probleme de rezolvat : ieşirea D să rămînă blocată la *0* în timpul pulsurilor 0 la 8 şi ieşirile B şi C să rămînă la *0* după pulsul 0. Prima problemă se rezolvă blocînd bistabilul IV prin intrările J, cu ajutorul ieşirilor B şi C care sînt la *0* în răstimpul de la *0* la 6. Pe mai departe blocarea nu este necesară întrucît primul puls va intra la T IV abia la numărul 8. A doua problemă se rezolvă printr-o blocare a bistabilului II de către $\bar{Q}$ IV care este la *0* la timpul 8 şi 9, aşa că B şi C vor începe să funcţioneze abia după aceea. Circuitul construit în urma acestui raţionament şi diagrama temporală sînt redate în fig. XI.3. Săgeţile de pe diagramă indică modul şi momentul în care un bistabil blochează pe altul.

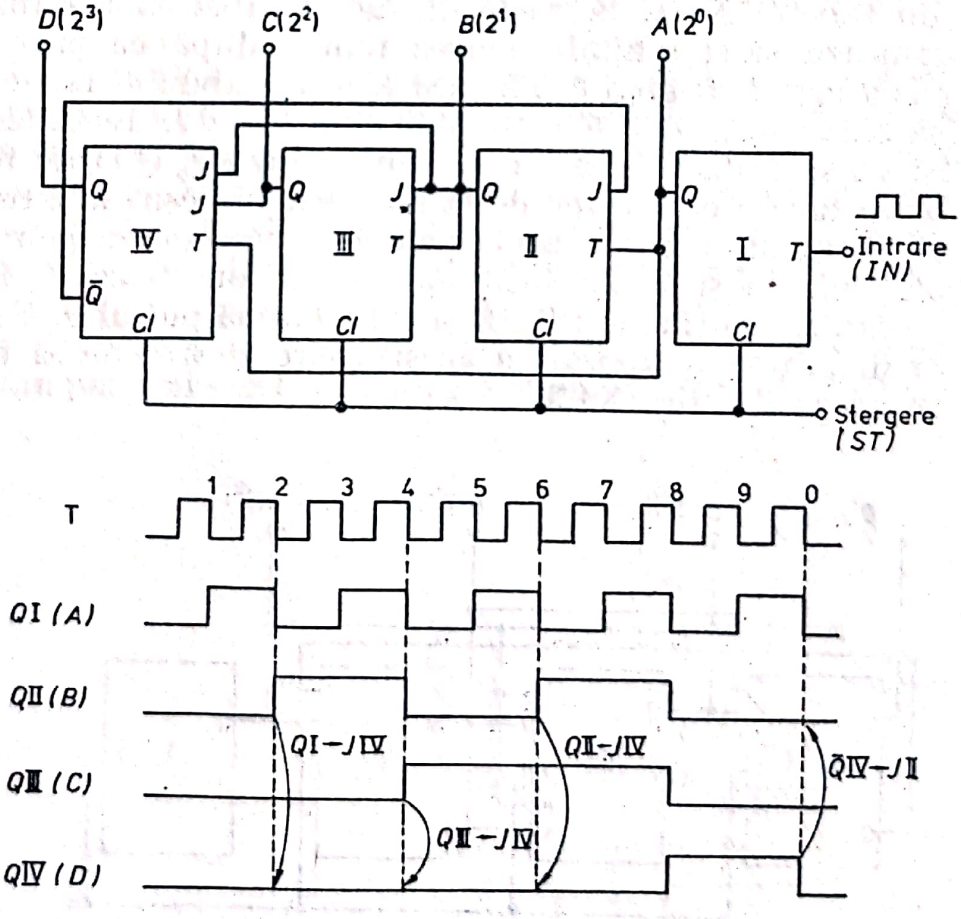


Fig. XI.3. Numărător binar-zecimal asincron şi diagrama temporală.

Intrările „Clear" ale bistabilelor sînt legate la o singură intrare. Aplicarea unui *0* în acest punct aduce toate ieşirile la *0*, respectiv şterge numărul anterior.

Circuitul zecimal din fig. XI.3 este constituit din două părţi: primul bistabil constituie un divizor cu 2, iar bistabilele II, III şi IV sînt legate într-un numărător ce efectuează o divizare cu 5. Din acest motiv circuitul este numit *biquinar*.

Numărătorul biquinar este un sistem asincron. Ieşirile circuitului nu răspund instantaneu la pulsurile de intrare. Este adevărat că timpul de răspuns este foarte scurt, de ordinul a 25 ns, totuşi la frecvenţe mari ale pulsurilor de intrare întîrzierea de la un bistabil la altul ajunge să se facă simţită. Din acest motiv s-a imaginat un alt tip de numărător în care toate circuitele bistabile sînt conectate direct la sursa de pulsuri. În acest fel, timpul de răspuns al întregului sistem este acela al unui singur bistabil. Un astfel de circuit prezintă ceva mai multe conexiuni între bistabile, după cum se vede în fig. XI.4. Principiul ce stă la baza acestor conexiuni se poate deduce tot din tabelul XI.1. Se vede din acest tabel că bistabilul II (B) urmează să-şi schimbe starea numai după ce primul bistabil (A) a fost *1*. Legînd Q I la J şi K ai bistabilului II, acesta nu va bascula cînd $A = 0$ ci numai cînd $A = 1$. Bistabilul III (C) îşi va schimba starea numai după ce Q I şi Q II au fost *1*, deci se va face o conexiune de la aceste două ieşiri la cîte un J şi K ai bistabilului II. În acelaşi mod se procedează pentru ultimul bistabil. Ca şi la circuitul astabil, se conectează $\bar{Q}$ IV la J II, pentru a menţine ieşirile B şi C la *0* după pulsul 9. Este evident că diagrama temporală a acestui circuit trebuie să fie identică cu aceea din fig. XI.3.

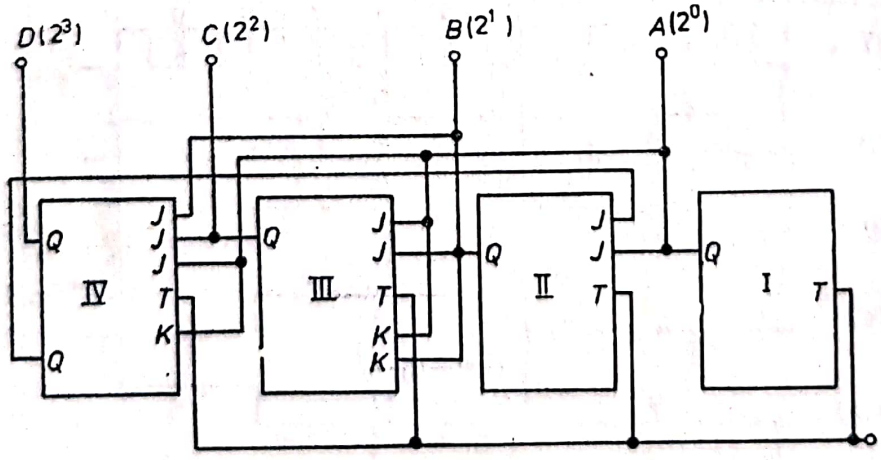


Fig. XI.4. Numărător binar-zecimal sincron.

Scanned with OKEN Scanner

XI.3. AFIȘAREA ZECIMALĂ

Numărătoarele zecimale din subcapitolul precedent prezintă numărul tot în codul binar. Pentru o citire cît mai facilă a unui număr este de dorit ca acesta să apară în formă zecimală. Pentru a realiza aceasta este nevoie de un sistem de afișaj și un decodificator. Unul din sistemele de afișaj, cele mai frecvente constă în utilizarea unor tuburi de descărcare conținînd un anod și 10 catozi. Catozii sînt făcuți din sîrmă îndoită în forma unei cifre zecimale și dispuși unul lîngă altul. Tubul este umplut cu neon. Dacă între anod și unul din catozi se stabilește o tensiune de ordinul a 70—100 V, în jurul sîrmei catodului se formează o aureolă roșie, care avînd forma unei cifre realizează afișarea.

De obicei anodul se menține la o tensiune înaltă de 100—200 V iar catodul ce urmează să afișeze cifra se leagă la masă; închizînd astfel circuitul, ceilalți catozi nefiind legați la masă, nu luminează.

Pentru a realiza afișajul cu ajutorul sistemului de mai sus este necesar ca unui numărător binar-zecimal să i se mai adauge un circuit care să aibă 10 ieșiri, fiecare reprezentînd o cifră zecimală (vezi fig. XI.5); din aceste ieșiri cea care corespunde cifrei ce urmează a fi afișată trebuie să facă contact la masă, celelalte fiind neconectate. Un asemenea circuit poartă numele de decodificator, și poate fi realizat în mai multe moduri. Unul din aceste decodificatoare a fost prezentat în fig. IX.8, fiind construit din porți ȘI—NU. Pe un principiu similar, al construc-

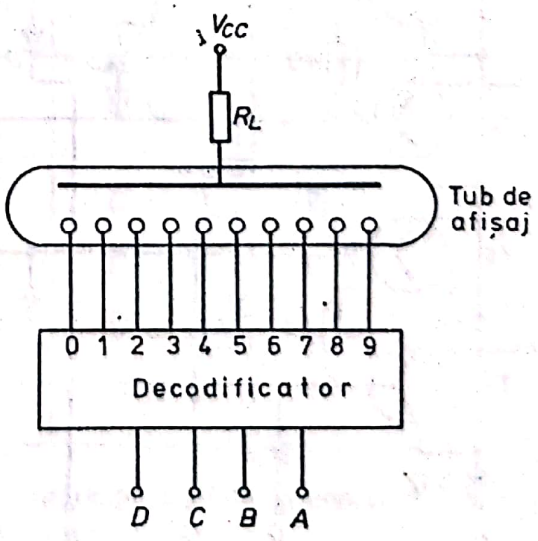


Fig. XI. 5. Schema conexiunilor unui tub de afișaj.

Scanned with OKEN Scanner

ției din porți, se merge și în proiectarea decodificatoarelor integrate.

Un decodificator simplu de realizat din componente discrete este prezentat în fig. XI.6. Acesta conține 10 tranzistoare, fiecare fiind capabil să lege la masă unul din catozii tubului de afișaj. Aceasta se întîmplă în momentul cînd baza tranzistorului respectiv este menținută la o tensiune peste 0,7 V. Situația bazei tranzistoarelor este decisă de către o serie de diode formînd o așa-zisă matrice care asigură activarea numai a unui singur tranzistor. Considerînd o bază oarecare, se poate remarca faptul că diodele sînt dispuse astfel încît să formeze o poartă ȘI.

Baza se va afla la o tensiune ridicată numai dacă la catozii tuturor diodelor avem *1*. Dacă una din ele este la *0*, dioda respectivă conduce, se află legată la masă iar tranzistorul va fi blocat.

Modul de dispunere a diodelor în matrice pleacă de la faptul că numărătorul zecimal este un numărător biquinar. Cele 10 cifre se împart de la bun început în două categorii, pare ($A = 0$) și impare ($A = 1$). Tranzistoarele care corespund numerelor

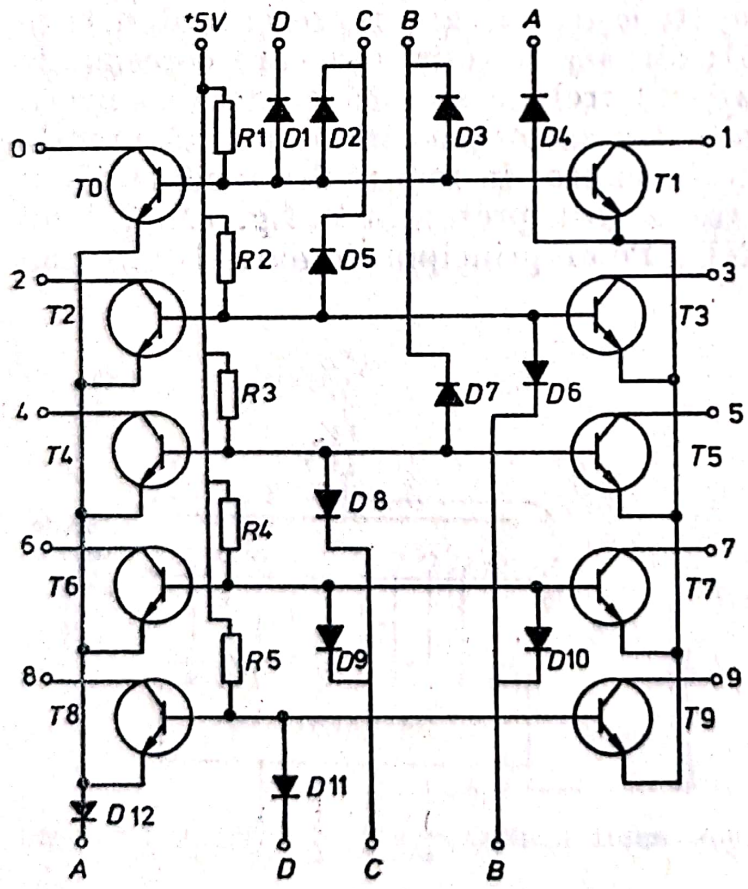


Fig. XI.6. Decodificator binar-zecimal cu matrice de diode T0 — T9 — BC 108 C D1 — D2 EFD 181 ; *R1*, *R2*, *R3*, *R4*, *R5* = 3 kΩ.

Scanned with OKEN Scanner

pare au emitorii cuplaţi la A iar ceilalţi la $\bar{A}$. În caz că numărul de afişat este par, emitorii respectivi vor fi legaţi la masă iar la număr impar, ceilalţi. Tranzistoarele care corespund numerelor ce diferă doar prin valoarea lui A (0 şi 1, 2 şi 3 etc.) au bazele legate împreună. Urmează ca din cele cinci perechi de tranzistoare, una să fie adusă în stare de conducţie de către diodele cuplate la bază. Conectarea diodelor se face pe baza unui raţionament simplu care are la bază codul natural şi codul natural inversat (tabelul XI.2). Pentru o pereche se alege acea combinaţie care cuprinde ieşirile numărătorului ce sînt în acel moment la *1*. Aceste combinaţii sînt trecute în tabelul XI.2 sub coloana combinaţiilor ŞI. Cele trei ieşiri directe şi cele trei complementare cu care se operează pot forma mult mai multe combinaţii decît 5.

Combinaţiile se pot minimaliza făcîndu-se economie de componente. Astfel ultima pereche trebuie să fie la *1*, doar o singură dată cînd D este *1*. Restul perechilor se pot deosebi între ele numai prin combinaţii între B, $\bar{B}$, C şi $\bar{C}$. Excepţie face perechea *0—1* unde este necesară introducerea lui $\bar{D}$. În caz contrar, combinaţia $\bar{D}\bar{B}$ s-ar putea confunda cu aceea de la perechea 8—9. În acest mod, în loc de 17 diode sînt suficiente 12. Unele sisteme utilizează elemente de afişaj formate din

Tabelul XI.2

Utilizarea codului natural şi a codului natural inversat pentru construirea decodificatorului din figura XI.6

Număr zecimal	$D\ C\ B\ A$	$\bar{D}\ \bar{C}\ \bar{B}\ \bar{A}$	Combinaţie ŞI	Combinaţie minimalizată
0	0 0 0 0	1 1 1 1	$\bar{D}\ \bar{C}\ \bar{B}$	$\bar{D}\ C\ \bar{B}$
1	0 0 0 1	1 1 1 0		
2	0 0 1 0	1 1 0 1		
3	0 0 1 1	1 1 0 0	$\bar{D}\ \bar{C}\ \bar{B}$	$\bar{C}\ B$
4	0 1 0 0	1 0 1 1		
5	0 1 0 1	1 0 1 0	$\bar{D}\ C\ \bar{B}$	$C\ \bar{B}$
6	0 1 1 0	1 0 0 1		
7	0 1 1 1	1 0 0 0	$\bar{D}\ C\ B$	$C\ B$
8	1 0 0 0	0 1 1 1		
9	1 0 0 1	0 1 1 0	$D\ \bar{C}\ \bar{B}$	D

Numerele pare se deosebesc de cele impare prin situaţia ieşirii A: $\bar{A} = 1$ la numere pare şi $A = 1$ la numere impare.

Scanned with OKEN Scanner

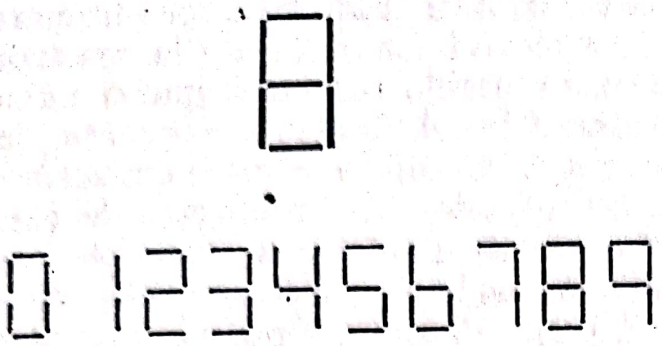


Fig. XI.7. Dispoziția segmentelor unui element de afișaj cu șapte segmente și modul de formare a fiecărei cifre.

7 segmente. Acestea sînt tuburi luminiscente dispuse astfel încît să formeze cifra 8 (vezi fig. XI.7). Prin aprinderea diferitelor segmente se pot realiza combinații care au forma cifrelor din sistemul zecimal (partea de jos a fig. XI.7). Evident, decodificarea pentru acest sistem de afișaj diferă de cea prezentată mai înainte. Decodificatorul trebuie să aibă în acest caz 7 ieșiri, care sînt la *1* sau *0* după cum este indicat în tabelul XI.3. Decodificarea din sistemul binar în sistemul de afișaj cu 7 segmente se poate realiza din porți ȘI—NU după același principiu constructiv al decodificatorului din fig. IX.8 sau cel din fig. X.6. În acest caz se alege combinația ȘI între ieșirile care trebuie să fie *1* pentru cifra respectivă.

În fig. XI.8 sînt date spre exemplificare combinațiile pentru activarea primelor două segmente *a* și *b*, așa cum sînt realizate în circuitul integrat de decodificare SN 5448 (Texas Instrument).

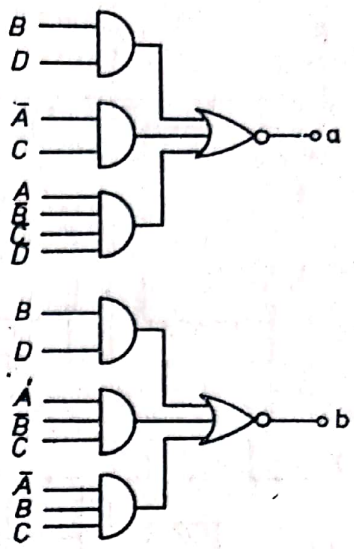
Tabelul XI.3

Tabelul adevărului pentru decodificator cod binar-afișaj cu șapte segmente

Cod binar	Afișaj cu șapte segmente						
D C B A	*a*	*b*	*c*	*d*	*e*	*f*	*g*
0 0 0 0 0	*1*	*1*	*1*	*1*	*1*	*1*	*0*
1 0 0 0 1	*0*	*1*	*1*	*0*	*0*	*0*	*0*
2 0 0 1 0	*1*	*1*	*0*	*1*	*1*	*0*	*1*
3 0 0 1 1	*1*	*1*	*1*	*1*	*0*	*0*	*1*
4 0 1 0 0	*0*	*1*	*1*	*0*	*0*	*1*	*1*
5 0 1 0 1	*1*	*0*	*1*	*1*	*0*	*1*	*1*
6 0 1 1 0	*0*	*0*	*1*	*1*	*1*	*1*	*1*
7 0 1 1 1	*1*	*1*	*1*	*0*	*0*	*0*	*0*
8 1 0 0 0	*1*	*1*	*1*	*1*	*1*	*1*	*1*
9 1 0 0 1	*1*	*1*	*1*	*0*	*0*	*1*	*1*

Scanned with OKEN Scanner

Fig. XI.8. Schema logică pentru primele două segmente ale conversorului binar-afişaj cu şapte segmente SN 5448.



XI.4. CIRCUITE DE DIVIZARE CU NUMERE PRIME

În operaţii de numărare sau automatizare este necesar ca frecvenţele să fie divizate cu alte numere decît 2. Se pot construi circuite care să dividă frecvenţa şi cu alte numere cum ar fi : 3, 5, 7 etc. Astfel de numărătoare se numesc numărătoare modulo 3, modulo 5, sau modulo 7. Termenul de modulo defineşte capacitatea maximă de numărare a numărătorului respectiv. Numărătorul binar cu trei bistabile din fig. XI.1 era un numărător modulo 8 ; numărătorul zecimal este un modulo 10 ş.a.m.d. Numărătoarele care divizează cu numere prime au o importanţă deosebită în special pentru faptul că prin combinaţie cu alte numărătoare se pot realiza circuite cu modulo dorit. Un exemplu l-a constituit chiar numărătorul zecimal (Biquinar) format dintr-un divizor modulo 2, primul bistabil şi unul modulo 5, celelalte trei bistabile. Combinînd un modulo 3 cu un modulo 2 se obţine un modulo 6. La rîndul lui acesta se poate combina cu un modulo 10 dînd un modulo 60 care poate fi utilizat la convertirea secundelor în minute şi a minutelor în ore, într-un cronometru electronic cu afişare digitală.

Numărător modulo 3. În fig. XI.9 este redat un numărător modulo 3. Acesta cuprinde două bistabile, ambele cuplate direct la intrare. Starea iniţială a ieşirilor Q I şi Q II este *0*. Întrucît Q I este cuplat la J II al doilea bistabil nu-şi va putea schimba starea la primul puls. La al doilea puls, cînd Q I era *1*, vor

Scanned with OKEN Scanner

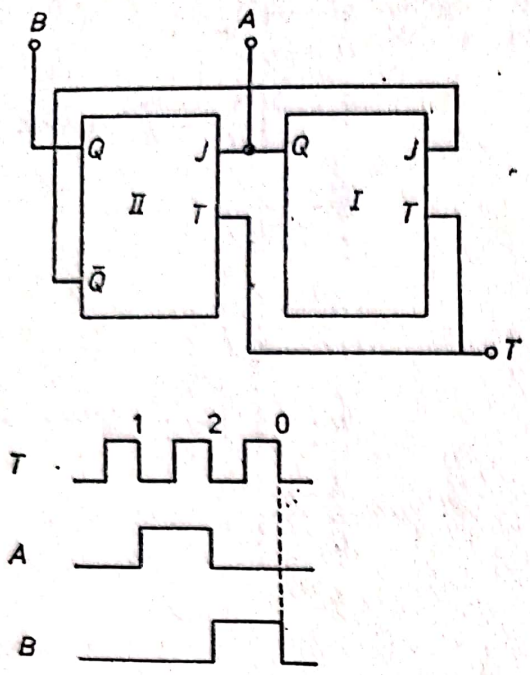


Fig. XI.9. Numărător modulo 3.

reacționa ambele bistabile, Q I trece la *0* și Q II la *1*. Legătura dintre $\bar{Q}$ II și J I face ca primul bistabil să rămînă blocat la cel de al doilea puls. Ieșirea Q II își schimbă starea, de la *1* la *0* la fiecare al treilea puls, realizînd astfel divizarea dorită a frecvenței. Diagrama temporală a circuitului este redată în partea de jos a fig. XI.9.

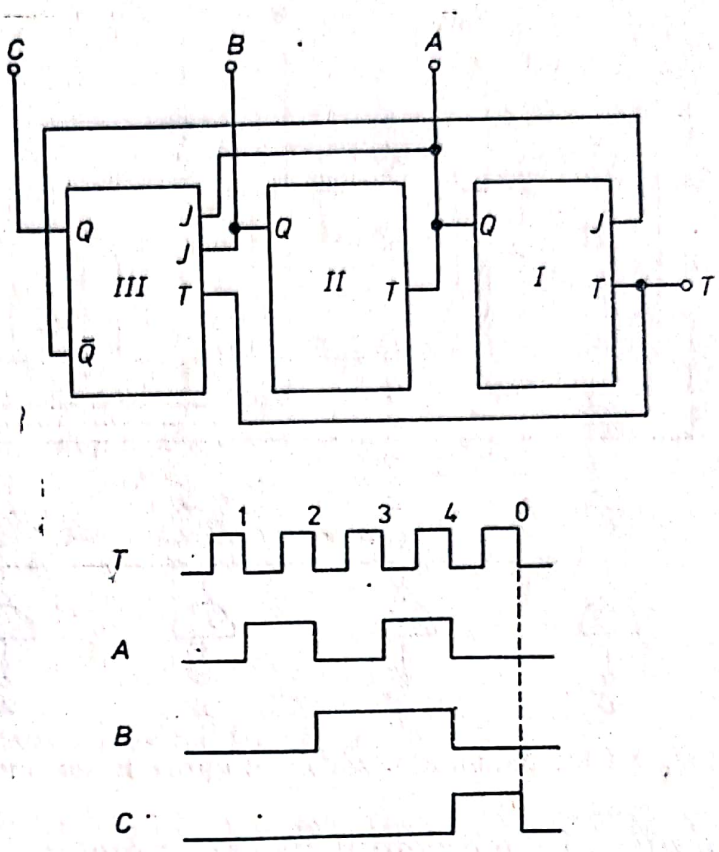
Numărător modulo 5. Un astfel de numărător a fost de fapt prezentat în cadrul numărătorului zecimal. Pentru realizarea unui modulo 5 sînt necesare 3 bistabile. Numărul de bistabile pentru un modulo oarecare este acela al numărătorului binar cu modulo imediat următor numărului ce ne interesează. Astfel, pentru modulo 3 sînt necesare 2 bistabile, 2 fiind puterea lui 2 care urmează. Pentru modulo 5, modulo 7, vom avea nevoie de 3 bistabile, puterea lui 2 care le urmează fiind 3.

Numărătorul modulo 5 din fig. XI.10 se bazează tot pe principiul blocării bistabilelor prin intrările J. Primele două bistabile lucrează ca un modulo 4, ținînd blocat bistabilul III. Abia la pulsul 4, cînd Q I (A) și Q II (B) sînt *1*, bistabilul III va putea să-și schimbe starea. La acest moment $\bar{Q}$ III, care va fi *0*, va bloca la rîndul său bistabilele I și II, așa că la pulsul 5, acestea vor rămîne *0*, iar Q III se va întoarce și el la *0*, permițînd începerea unui nou ciclu de numărare.

Pe aceleași principii se pot construi și alte numărătoare avînd modulo 7 sau modulo 11 sau oricare alt număr prim necesar.

Scanned with OKEN Scanner

Fig. XI.10. Numărător modulo 5.



XI.5. NUMĂRĂTOARE PRESTABILITE

O gamă largă de aplicaţii necesită numărătoarea care să se oprească după un anumit număr, sau care să genereze un semnal prin care să se indice că acel număr s-a atins. Un astfel de numărător va putea porni sau opri o instalaţie oarecare după un anumit număr de pulsuri sau va permite obţinerea unei anumite secvenţe. Principiile care stau la baza acestor numărătoare sînt acelea ale comparaţiei între 2 numere sau cel al opririi la 0.

Un numărător binar care se opreşte la un număr prestabilit este reprezentat în fig. XI.11. Unui numărător binar obţinut şi format din 4 bistabile i s-a adăugat un circuit de comparaţie format din porţile G_1 la G_4. O intrare a acestor porţi este conectată la ieşirea $\bar{Q}$ a unui bistabil. La celelalte intrări se aplică numărul, în formă binară, la care trebuie să se oprească circuitul. Aceasta se poate face fie cu ajutorul unor comutatoare, care vor lega intrările $A'-D'$ corespunzătoare la masă sau la $+5$ V, fie printr-un circuit care furnizează numărul res-

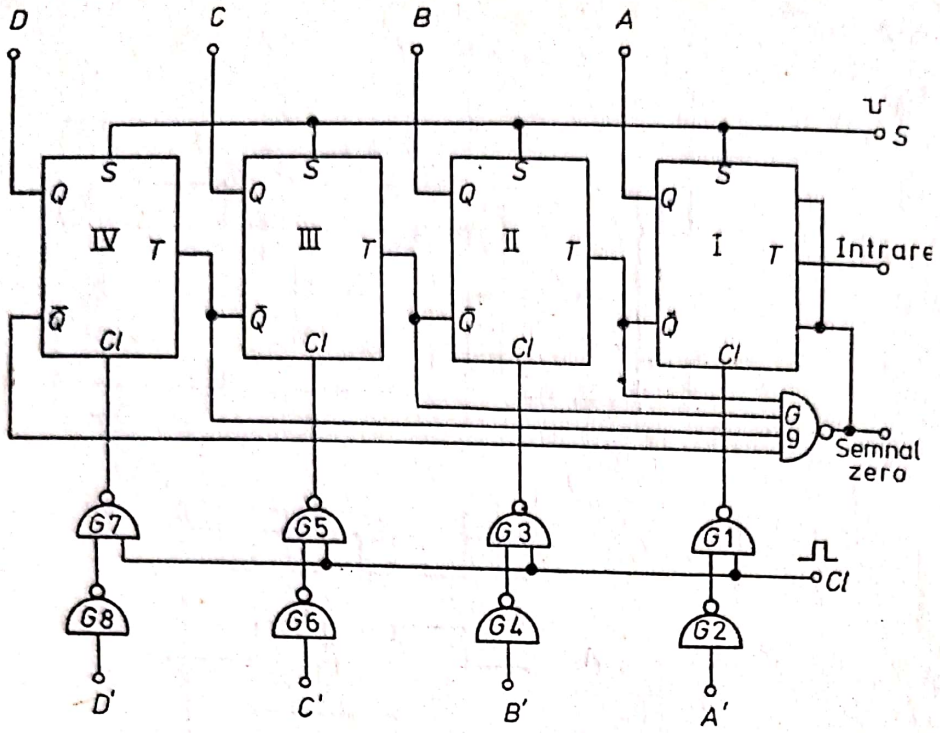


Fig. XI.11. Numărător binar cu oprire la un număr prestabilit.

pectiv. În momentul în care numărul introdus la $A'-D'$ este identic cu cel de la ieşirea numărătorului ($A-D$) la toate porţile vom avea o intrare *0*, deci toate ieşirile vor fi *1*. Aceasta face ca poarta G_5 să treacă la *0*. Semnalul de ieşire al acestei porţi poate fi folosit în exterior pentru o operaţie oarecare şi totodată se poate folosi pentru oprirea numărătorului blocînd primul bistabil prin intermediul intrărilor J şi K.

Numărătoarele cu oprire la 0 sînt numărătoare inverse. În acest caz la ieşirile numărătorului se prestabileşte un anumit număr. Numărătorul porneşte numărarea de la acesta şi merge înspre numere mai mici, pînă ajunge la 0. Ieşirea numărătorului poate fi apoi utilizată pentru oprirea acestuia sau pentru alte operaţii.

Un numărător binar invers cu oprire la 0 este redat în fig. XI.12. Operaţia de prestabilire se face cu ajutorul intrărilor Set şi Clear. Intrările S sînt conectate la un punct comun, notat pentru simplitate tot cu S. Intrările Cl sînt legate la cîte o pereche de porţi (G_1-G_2, G_3-G_4 etc.). Prima poartă din fiecare pereche are o intrare legată la o intrare comună (notată tot cu Cl) care se menţine la *0*. La intrarea celeilalte porţi se aplică bitul numărului la care urmează a fi prestabilit numărătorul. Operaţia de prestabilire are mai multe faze. Întîi se aplică numărul la intrările $A'-D'$, apoi se trimite un puls $1\to0$ la

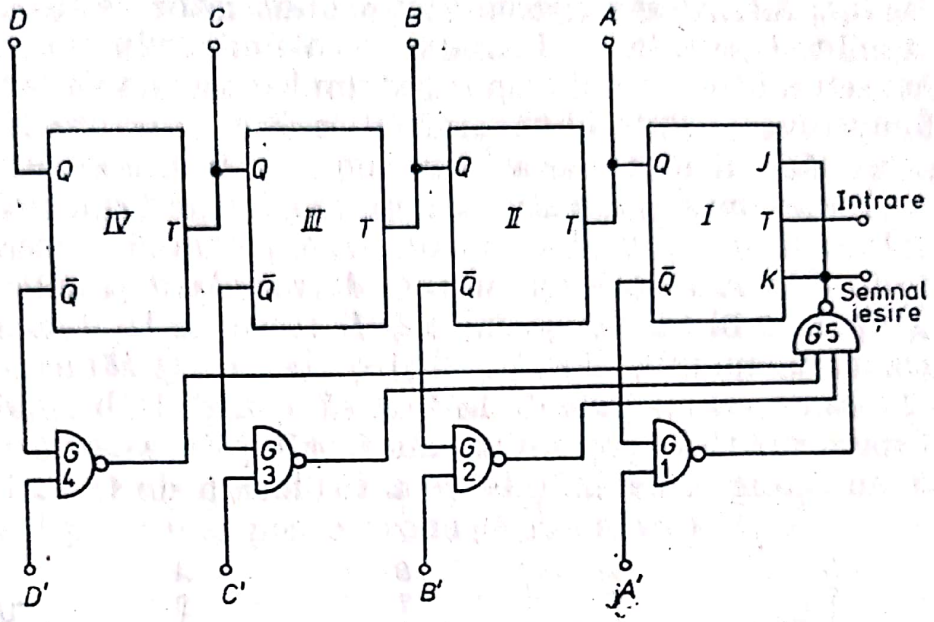


Fig. XI.12. Numărător binar invers prestabilit cu oprire la 0.

intrarea S. Aceasta face ca ieşirile Q ale tuturor bistabilelor să treacă la *1*. Se aplică apoi un puls $0 \rightarrow 1$ la intrarea Cl, şi numărul respectiv apare la ieşirile $A-D$. Această ultimă fază decurge în modul următor: dacă la o intrare, să spunem A', a fost aplicat *1*, la ieşirea porţii G_2 vom avea *0*. Indiferent de starea intrării de control Cl, acest *0* la o intrare va menţine ieşirea G_1 la *1* şi în consecinţă bistabilul I nu-şi va schimba starea. Cum ieşirea Q I (A) fusese adusă la *1* prin impulsul dat de S, înseamnă că starea ieşirii A este identică cu a intrării A'. Dacă la A' a fost aplicat *0*, la ieşirea G_2 avem *1*. În momentul în care intrarea de control Cl trece la *1*, la ieşirea G_1 apare un *0*, ceea ce face ca bistabilul să basculeze, Q I trecînd la *0*. Aşadar şi de această dată A va coincide cu A'. Această secvenţă de operaţii la prestabilire a fost necesară datorită conexiunilor între ieşirile $\bar{Q}$ şi intrările T. Dacă ieşirile numărătorului ar fi fost aduse iniţial la *0*, ieşirile $\bar{Q}$ ar fi fost la *1*. În timpul operaţiunii de prestabilire, unele din aceste ieşiri ar fi trecut la *0* făcînd să basculeze şi bistabilul următor şi să introducă astfel un număr fals în numărător.

Sesizarea momentului în care numărătorul este la 0 se face cu ajutorul porţii G_9 la care sînt conectate toate ieşirile $\bar{Q}$. Cînd numărătorul a ajuns la 0, A, B, C şi D sînt toate la *0*, în schimb toate ieşirile $\bar{Q}$ sînt la *1*. Aceasta face ca la ieşirea porţii G_9 să avem un *0* care va bloca numărătorul. Acest sistem de prestabilire poate fi aplicat oricăror tipuri de numărătoare.

În fig. XI.13 este prezentat un numărător zecimal invers prestabilit. Operaţia de introducere a numărului în numărător se face cu ajutorul unui dispoziţiv similar aceluia de la numărătorul binar invers prestabilit (porţile G_3 la G_{10}). Secvenţa de introducere a numărului este aceeaşi; un puls la S şi apoi un puls la Cl.

Funcţionarea numărătorului invers este următoarea: primul puls aplicat la T al bistabilului A schimbă starea ieşirii $\bar{Q}$ A de la *0* la *1*. În acelaşi timp $\bar{Q}$ A trece la *0* şi aplică acest puls la ultimul bistabil, aşa încît Q D trece de la *0* la *1* (vezi diagrama temporală din fig. XI.13). Ieşirea $\bar{Q}$ D blochează poarta G_1 înainte ca un puls de la Q A să ajungă la bistabilul B. Condensatorul C de capacitate mică (470 pF) asigură ca ieşirea G_1 să nu ajungă la *0* înainte de a fi blocată de $\bar{Q}$ D. La al treilea

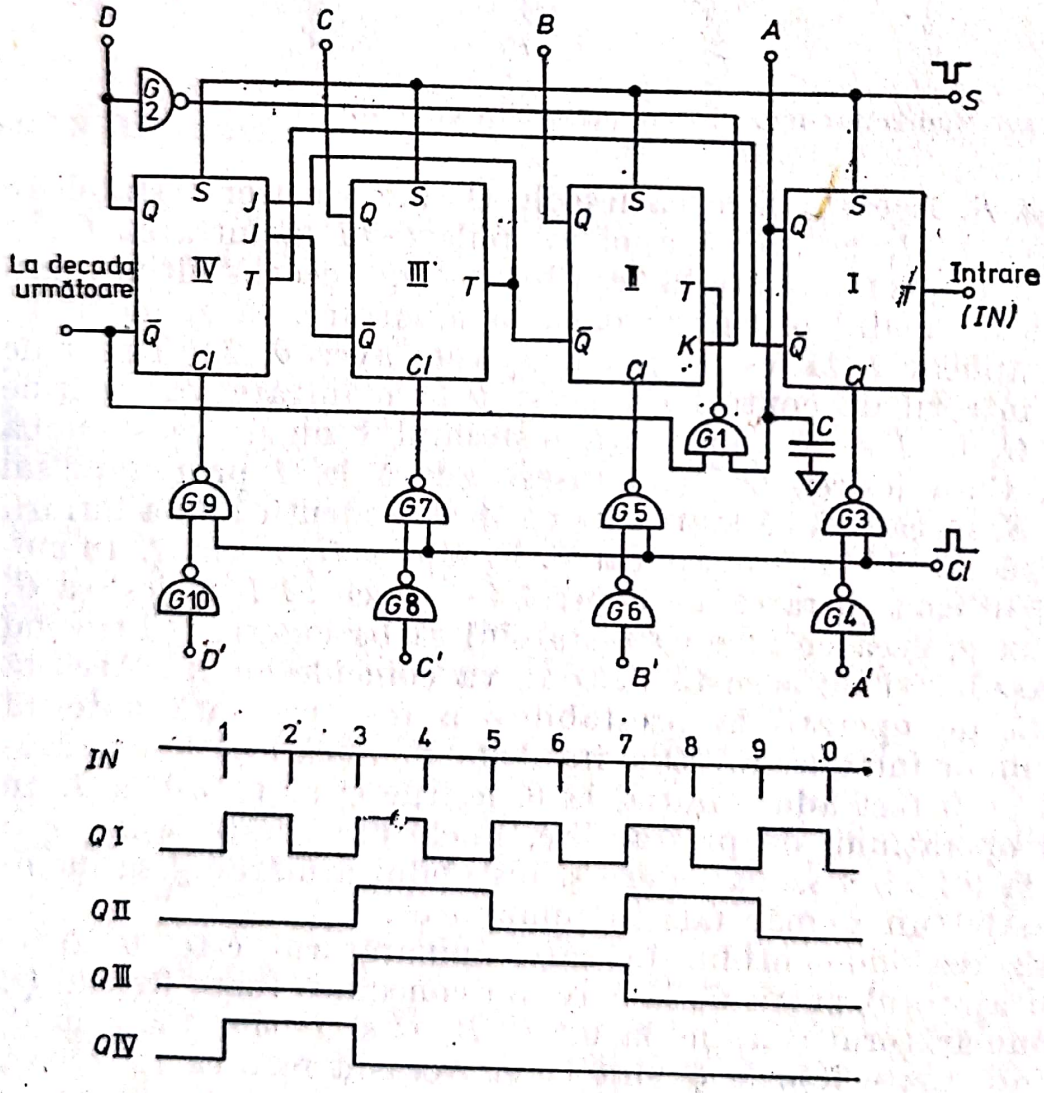


Fig. XI.13. Numărător zecimal invers prestabilit şi diagrama temporală a ieşirilor.

Scanned with OKEN Scanner

puls, ieşirea $\bar{Q}\ D$ îşi schimbă din nou starea deschizînd porţile G_1 şi permiţînd bistabilelor B şi C să basculeze. Din acest moment, primele trei bistabile vor lucra ca un numărător binar invers. Totodată, prin intermediul intrărilor J, ieşirile $\bar{Q}\ B$ şi $\bar{Q}\ C$ vor bloca bistabilul D ($Q\ D$ la *0*) pînă la pulsul 9. Porţile G_1 şi G_2 joacă un rol şi în timpul operaţiei de prestabilire. Această operaţie decurge normal pentru toate numerele, mai puţin pentru cazul în care intrarea 2^3 este la *0* şi 2^1 este la *1*. În momentul aplicării pulsului de introducere a numărului (*Cl*), $\bar{Q}\ D$ trece de la *0* la *1* şi poarta G_1 de la *1* la *0*, ceea ce ar putea bascula bistabilul B. Pentru a menţine $\bar{Q}\ B$ la *1*, intrarea K II este menţinută la *0* de către $Q\ D$ prin poarta G_2. Această poartă are rolul de a întîrzia pulsul de la $Q\ D$ pînă cînd poarta G_1 a atins nivelul *0* şi nu mai poate produce basculareа lui B.

XI.6. REGISTRE DE MEMORIE ŞI DEPLASARE

Un grup de circuite bistabile capabil să efectueze operaţii cu numere binare se numeşte registru. Un registru de memorie este un sistem de circuite bistabile care poate prelua un număr (sau orice alt fel de informaţie binară) de la un circuit oarecare şi să-l memoreze. Registrele de memorie sînt utilizate, printre multe alte aplicaţii, şi la memorarea rezultatului unei numărători. În momentul în care o anumită numărătoare este încheiată, rezultatul este transferat în memorie. De aici el poate fi citit sau prelucrat în timp ce numărătorul s-a şters şi a început deja o nouă numărătoare. Cel mai comod circuit de memorie este bistabilul de tip D. S-a arătat în capitolul X (tabelul X.3) că la un puls de tact starea intrării D este transferată la Q. Un registru de memorie din bistabile D, cuplat cu un numărător binar zecimal (N.B.Z.), are aspectul din fig. XI.14. Fiecare ieşire binară a numărătorului este cuplată la o intrare D a unui bistabil. Intrările de tact sînt scurtcircuitate la intrarea comună (TRANSFER). Un *0* la această intrare face ca numărul aflat la ieşirile $A-D$ să apară la ieşirile A_t-D_t. După aceea, numărătorul îşi poate relua operaţiile, numărul obţinut anterior fiind acum înmagazinat în registrul de memorie. Registrul se poate construi şi cu bistabile $J-K$. În acest caz sînt necesare şi ieşirile complementare $\bar{A}-\bar{D}$. Pentru a introduce o informaţie într-un bistabil $J-K$, aceasta trebuie introdusă ca atare la J şi inversată la K. Se ştie că $J = 0$ face ca Q să treacă la *0* la primul puls de tact, iar $K = 0$ face ca $\bar{Q}$ să treacă la *0*. Dacă

Scanned with OKEN Scanner

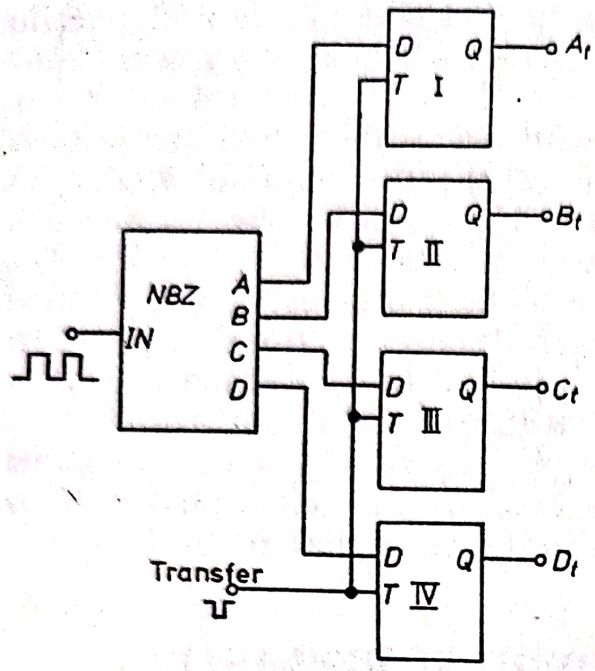


Fig. XI.14. Registru de memorie cu bistabile *D*.

vrem să introducem în bistabil spre memorare un *1*, aceasta se aplică la *J* iar la *K* inversul său, respectiv *0*. La primul puls de tact, $\bar{Q}$ trece la *0* (dacă nu a fost cumva mai dinainte la această stare) iar *Q* trece la *1*. Dacă vrem să memorăm un *0*, acesta se aplică la *J* iar la *K* va fi în mod automat aplicat un *1*. La pulsul de tact *Q* trece la *0*. În ambele cazuri, informația aplicată la *J* a fost transferată la *Q*. Registrul de memorie cu bistabile *J* — *K* (fig. XI.15) are fiecare intrare *J* legată la ieșirea numărătorului (*A* — *D*) și fiecare intrare *K* legată la ieșirile

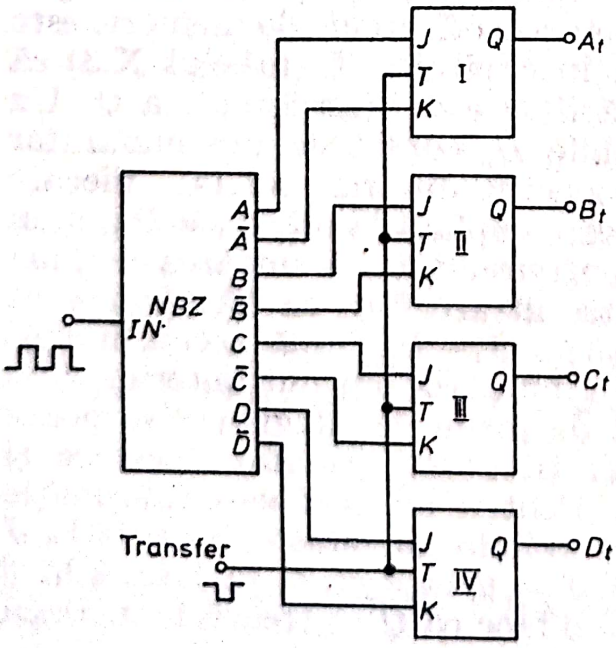


Fig. XI.15. Registru de memorie cu bistabilele *J* — *K*.

Scanned with OKEN Scanner

complementare ($\bar{A} - \bar{D}$). Ca și în cazul precedent intrările de tact sînt legate la intrarea comună de transfer; un *0* la această intrare face ca numărul să fie transferat în memorie.

Registrele de deplasare au și ele calitatea de a memora o informație în formă binară, însă totodată pot deplasa informația la stînga sau la dreapta, de la un bistabil la altul. Schema generală a unui registru de deplasare este dată în fig. XI.16. Un astfel de registru are o serie de intrări paralele, un circuit de control, care transferă informația aplicată la intrare în registrul propriu-zis, precum și ieșiri în paralel. Registrul dispune și de o intrare și ieșire serială, aceasta din urmă fiind identică cu ieșirea ultimului etaj al bistabilului. Deplasarea informației se face în urma unor pulsuri aplicate la tact. Informația poate fi ștearsă din registru cu ajutorul unei intrări destinate acestui scop.

Modul de realizare a unui registru de deplasare din circuite bistabile *D* este redat în fig. XI.17. Varianta cu bistabile $J - K$ este reprezentată în fig. XI.18. După cum a reieșit din discuția referitoare la introducerea informației într-un registru de memorie, un bistabil $J - K$ poate fi convertit într-un bistabil *D* prin introducerea informației la *J* și a complementului acesteia la *K*. În fig. XI.18 acest lucru se face prin poarta G_1 care inversează informația aplicată la intrarea serială și o conectează la *K*. În varianta *D*, fiecare bistabil are ieșirea *Q* legată la intrarea *D* a următorului. În varianta $J - K$, fiecare ieșire *Q* este legată la intrarea *J* a bistabilului următor și ieșirea $\bar{Q}$ la *K*.

În aceste registre, informația se introduce în paralel prin intermediul intrărilor *S*. În prealabil, registrul se șterge, aducînd toate ieșirile la *0* prin aplicarea unui *0* la intrările *Cl*. Acestea sînt scurtcircuitate într-o intrare comună de ștergere.

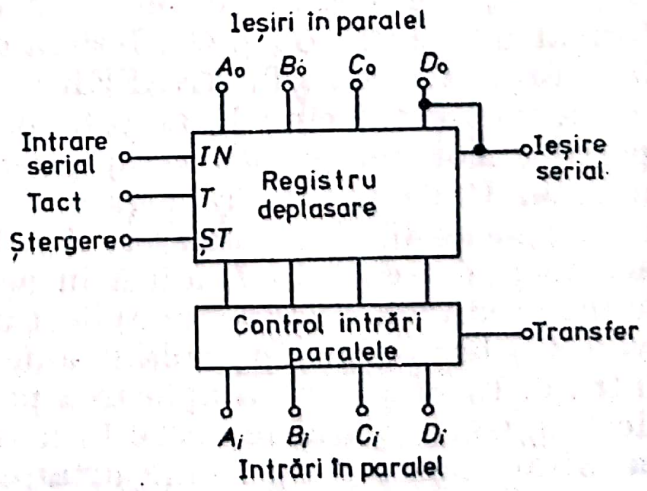


Fig. XI.16. Schema bloc a unui registru de deplasare.

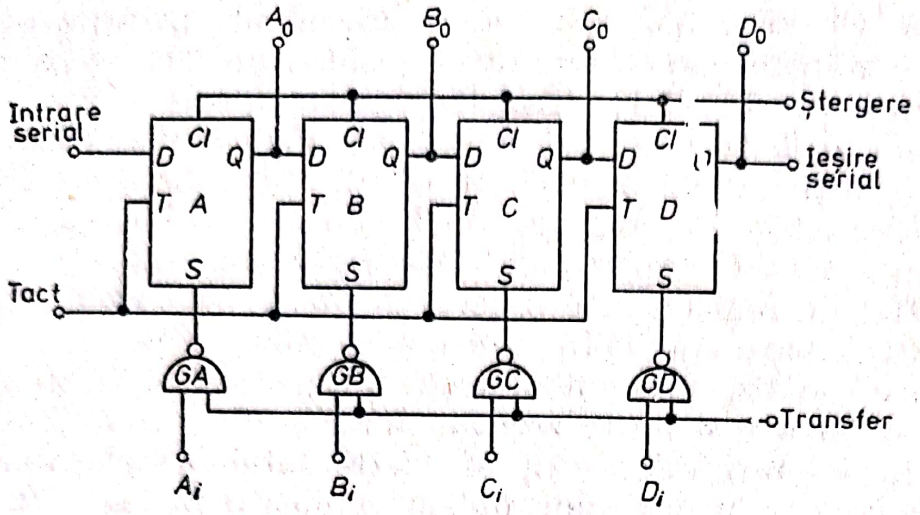


Fig. XI.17. Registru de deplasare cu circuite bistabile D.

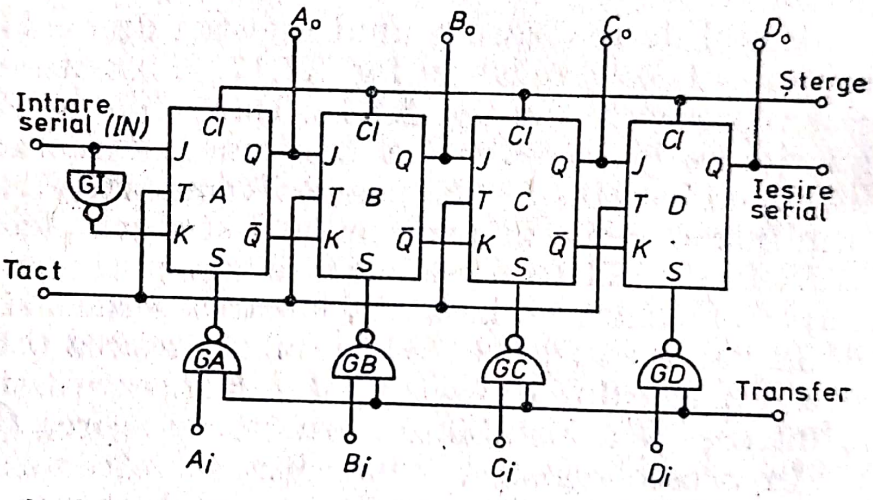


Fig. XI.18. Registru de deplasare cu circuite bistabile $J - K$

Informația de introdus în registru se află aplicată la intrările $A_{in} - D_{in}$ ale circuitului de control al intrărilor în paralel, format din porțile G_A și G_D. Ieșirea acestor porți este menținută la *1* prin intrarea „TRANSFER" care în mod obișnuit este la *0*. În momentul cînd la această intrare se aplică un *1*, ieșirile porților vor reprezenta complementul numărului existent la intrare. Unde a fost la intrare *1*, poarta respectivă va fi *0*, care aplicat fiind la intrarea *S* a bistabilului, face ca ieșirea acestuia să treacă la *1*, adică în aceeași stare cu bitul aplicat la intrare. Acolo unde a fost aplicat un *0*, ieșirea porții de control este *1* și bistabilul rămîne la *0*, adică tot în starea bitului de la intrare. În acest fel, la aplicarea pulsului de transfer, numărul de la intrările paralele apare la ieșirile paralele. Informația de la intrare poate fi apoi îndepărtată fără ca prin aceasta infor-

Scanned with OKEN Scanner

maţia de la ieşire să fie afectată. În acest fel, registrul acţionează ca un registru de memorie.

Deplasarea informaţiei în cadrul registrului se face în urma aplicării de pulsuri la intrarea de tact. După fiecare puls, starea intrării D (sau J) este transferată la Q, fiind în acest fel aplicată la intrarea D (sau J) a următorului bistabil. După al doilea puls de tact, informaţia apare la ieşirea celui de-al doilea bistabil, fiind totodată aplicată la intrarea celui de-al treilea. În diagrama secvenţială din fig. XI.19 este ilustrat modul în care are loc această deplasare. Fiecare rînd orizontal în această diagramă reprezintă situaţia ieşirilor după un puls de tact ($t = 0$, $t = 1$ etc.). Înaintea fiecărui şir este trecută o scară oarecare a intrării seriale care este instaurată din afară după ce pulsul de tact a fost aplicat. Se vede cum starea *1* de la A_0 şi C_0, la $t = 0$, a fost transferată la B_0 şi D_0 la $t = 1$. Pe măsură ce pulsurile de tact sînt aplicate, informaţia apare la ieşirea D_0, după care se pierde. Între timp, orice situaţie aplicată la intrarea serială apare după un puls de tact la ieşirea A_0, fiind apoi deplasată prin registru pînă la ieşire.

Registrul de deplasare îndeplineşte în acest fel următoarele funcţiuni: memorează o informaţie aplicată la intrările paralele sau la intrarea serială, converteşte o informaţie serială în una paralelă sau întîrzie informaţia, menţinînd-o în registru un timp oarecare. S-a văzut că informaţia deplasată prin registrele din figurile XI.17 şi XI.18 se poate utiliza o singură dată, fiind pierdută cînd este dislocată din ultimul bistabil. Dacă la ieşire informaţia este recirculată la intrarea serială, atunci aceasta nu se mai pierde şi poate fi utilizată de mai multe ori. Un dispozitiv de acest gen se numeşte *registru de deplasare circular* şi are schema bloc redată în 2 variante în fig. XI.20.

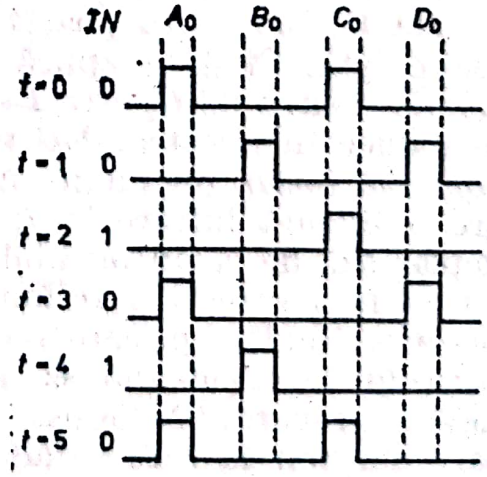


Fig. XI.19. Diagrama secvenţială a deplasării informaţiei într-un registru.

Scanned with OKEN Scanner

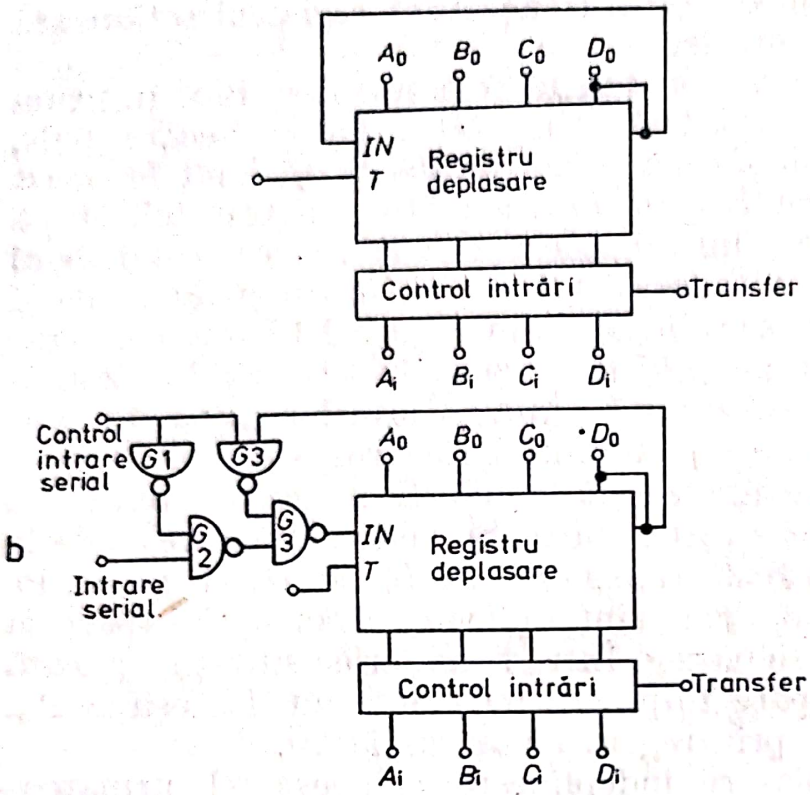


Fig. XI.20. Registru de deplasare circular: a) cu controlul intrărilor paralele; b) cu controlul intrărilor paralele și seriale.

În primul caz ieșirea este aplicată direct intrării seriale. În acest fel, o nouă informație poate fi introdusă numai prin intrările paralele. Dacă se adaugă un circuit simplu, format din patru porți (fig. XI.20 b) se poate asigura și intrarea serială. Porțile G_1, G_3 și G_4 formează o poartă SAU prin care la intrarea registrului poate fi aplicată informația recirculată sau o nouă informație serială. Poarta G_2 decide care din aceste informații pătrund în registru. Dacă se aplică *1* la intrarea de control, poarta G_2 blochează poarta G_3 și în registru intră informația recirculată. Cînd se aplică *0*, acesta blochează poarta G_1, în schimb ieșirea lui G_2 este *1* și o nouă informație serială se poate introduce în registru. Un tip special de registru îl constituie *registrul inelar* (denumit uneori și numărător inelar). Acesta are o singură intrare la *1*, toate celelalte fiind *0*. Acest *1* se deplasează de la un bistabil la altul, după fiecare puls la tact. Un astfel de registru ar putea să fie unul din registrele de deplasare circulare în care s-a introdus un *1*. Există în acest caz pericolul ca accidental să apară încă un *1* și astfel secvența devine eronată. De aceea se utilizează un registru de deplasare obișnuit la care se adaugă un circuit de siguranță astfel

că numai o singură ieșire să fie la *1*. Un asemenea registru inelar este redat în fig. XI.21. La intrarea J a primului bistabil se aplică combinația ȘI a ieșirilor $\bar{Q}$ de la următoarele bistabile, exceptîndu-l pe ultimul. De notat că la intrarea K nu este aplicat nimic așa că bistabilul I se comportă în mod obișnuit. Dacă la A avem un *1*, la primul puls de tact A își schimbă starea și totodată bistabilul II preia informația de la primul. Cîtă vreme una din ieșirile Q (mai puțin ultima) se află la *1*, o ieșire $\bar{Q}$ va fi la *0*, ceea ce înseamnă un *0* la ieșirea lui G_1 și intrarea J I. Aceasta va bloca Q I la *0*, așa că la următoarele pulsuri va fi introdus în registru cîte un *0* la fiecare puls de tact. Cînd ultimul bistabil are ieșirea la *1*, toate ieșirile $\bar{Q}$ ale celorlalte bistabile vor fi la *1* și de asemenea ieșirea porții G_1 și J I. La acest ultim puls de tact, ultimul bistabil basculează trecînd la *0*, iar primul bistabil va bascula trecînd la *1* și va reîncepe ciclul.

Dacă în mod accidental două sau mai multe ieșiri vor fi la *1*, lucru care se întîmplă mai ales în momentul cuplării circuitului la sursa de alimentare, cînd bistabilele pot lua la întîmplare orice stare, registrul va remedia această situație într-un ciclu.

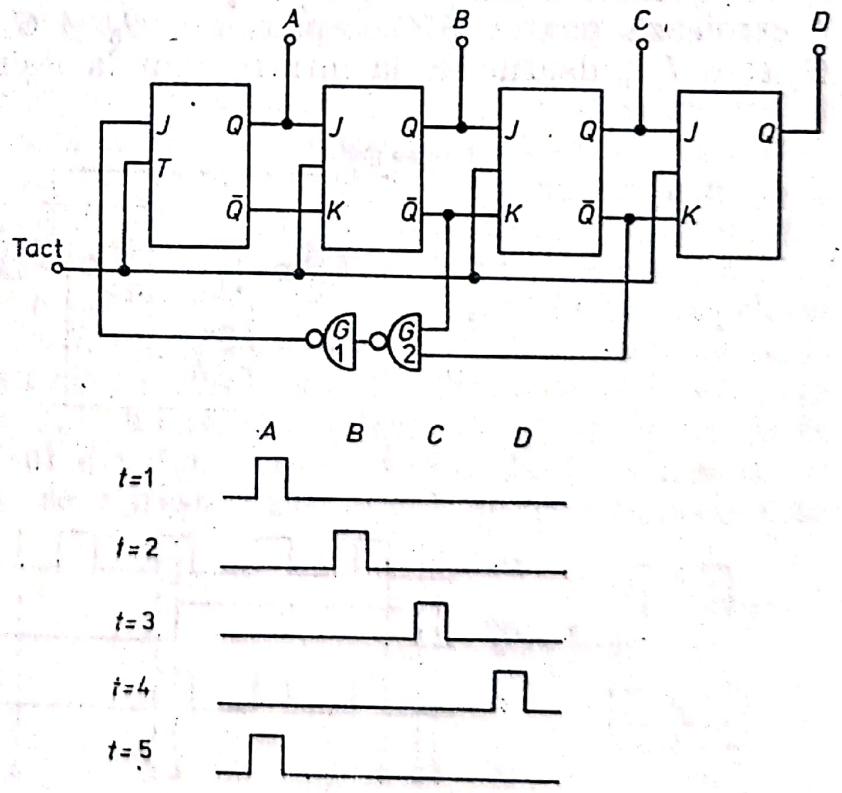


Fig. XI.21. Registru inelar.

Scanned with OKEN Scanner

XI.7. CIRCUIT POARTĂ SINCRONIZATĂ ȘI CIRCUIT START — STOP

Trenul de pulsuri care trece printr-o poartă și comanda externă, de control pot proveni de la circuite diferite între care nu există nici o sincronizare. Aceasta face ca primul și ultimul puls să poată fi fracționate, ceea ce, în multe cazuri constituie un serios dezavantaj. Cu ajutorul unor porți montate într-o configurație de circuite bistabile, fig. XI.22, se poate asigura o operație de control astfel încît prin circuit să treacă numai pulsuri întregi. Se observă din diagrama temporală ce însoțește circuitul că la ieșire pulsurile sînt întotdeauna întregi. Dacă controlul se închide înainte ca pulsul la intrare să fi revenit la *1*, circuitul se închide abia după ce întregul puls a trecut. Dacă controlul se deschide în timpul unui puls, acesta nu va apărea la ieșire ci numai primul puls întreg ce urmează deschiderii controlului. Funcționarea circuitului se poate urmări pe baza schimbărilor ce au loc în punctele acestuia în cîteva situații. Acestea au fost notate în diagrama temporală cu t. La $t = 1$, $IN = 0$ și $C = 0$, în acest caz, ieșirile porților G_2, G_3 și G_5 sînt la *1* și ieșirea porții G_4 la *0*. Această din urmă poartă controlează poarta ȘI compusă din G_5 și G_6. Cînd ieșirea lui G_4 este *1*, pulsurile de la intrare apar la ieșire cînd G_4 este *0*

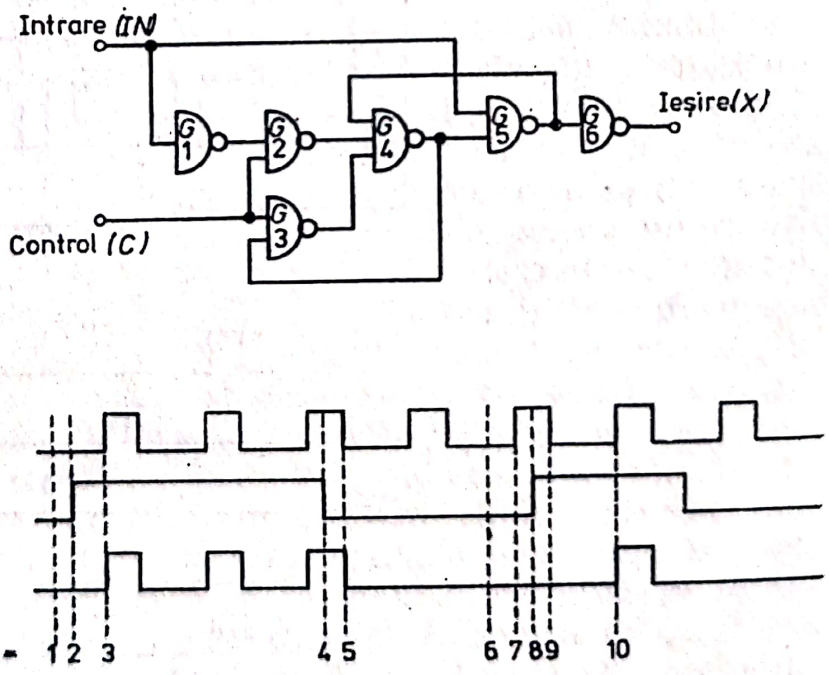


Fig. XI.22. Circuit poartă sincronizată și diagrama temporală.

Scanned with OKEN Scanner

și ieșirea este *0*. La $t = 1$ pulsurile nu apar deci la ieșire. La $t = 2$, se deschide controlul, $C = 1$ și $IN = 0$. Ieșirea porții G_2 trece la *0* și impune un *1* la ieșirea lui G_4, deschizînd astfel circuitul pentru semnale. Trecerea lui G_4 la *1* aduce ieșirile porților G_3 și G_5 la *0*. Cînd IN trece la *1* ($t = 3$), G_2 trece la *1*, dar G_4 nu-și schimbă starea întrucît două din intrările sale sînt la *0*. Închiderea controlului în timpul unui puls ($t = 4$) nu schimbă situația lui G_4, întrucît G_5 este încă la *0*. Abia cu revenirea lui IN la *0*, toate intrările lui G_4 devin *1*, ieșirea va fi la *0* și poarta OȘI (G_5—G_6) este închisă. Al doilea grup de situații privește deschiderea controlului în timp ce intrarea era la *1*. Să pornim tot de la $C = 0$ și $IN = 0$; $t = 6$, moment echivalent cu $t = 1$. Deci ieșirile G_3, G_4 și G_5 sînt *1* și ieșirea porții G_4 va fi *0*. Dacă IN trece la *1* ($t = 7$) aceasta nu modifică nici una din ieșirile porților de mai sus. De asemenea, nici aducerea lui C la *1* ($t = 8$) nu mai schimbă nimic, fiecare din porțile mai sus amintite avînd cîte un *0* la intrare. Momentul $t = 8$ nu este echivalent cu $t = 3$, deși ambele intrări sînt în aceeași stare. Situația porților de mai sus se schimbă prin revenirea lui IN la 0 ($t = 9$). În acest caz G_2 devine *0*, G_4 trece la *1*, iar aceasta are ca rezultat și aducerea lui G_3 la *0*. G_4 fiind la *1* poarta OȘI (G_5—G_6) este deschisă. Trecerea lui IN din nou la *1* face ca și G_5 să treacă la *0* ($t = 10$). Acest ultim moment este echivalent cu $t = 3$.

În afara acestui circuit care permite un control al pulsurilor dintr-o parte într-alta a lui este foarte util să existe la dispoziție și circuite care să poată fi închise și deschise prin două intrări diferite sau printr-o singură intrare. Un astfel de circuit START — STOP este redat în fig. XI.23, fiind compus dintr-un circuit bistabil $J - K$ la care ieșirea $\bar{Q}$ este legată la K. La primul puls la T, $\bar{Q}$ trece la *0*, menținînd apoi pe K la *0*, ceea ce echivalează cu blocarea circuitului. Circuitul se poate debloca prin aplicarea unui *0* la *Cl*. Un exemplu simplu de utilizare a acestui circuit este circuitul din fig. XI.24. Acesta lasă să treacă 10 pulsuri după care se oprește. Principiul de funcționare este

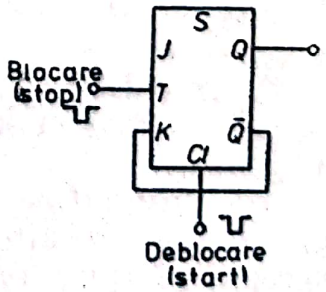


Fig. XI.23. Circuit START-STOP.

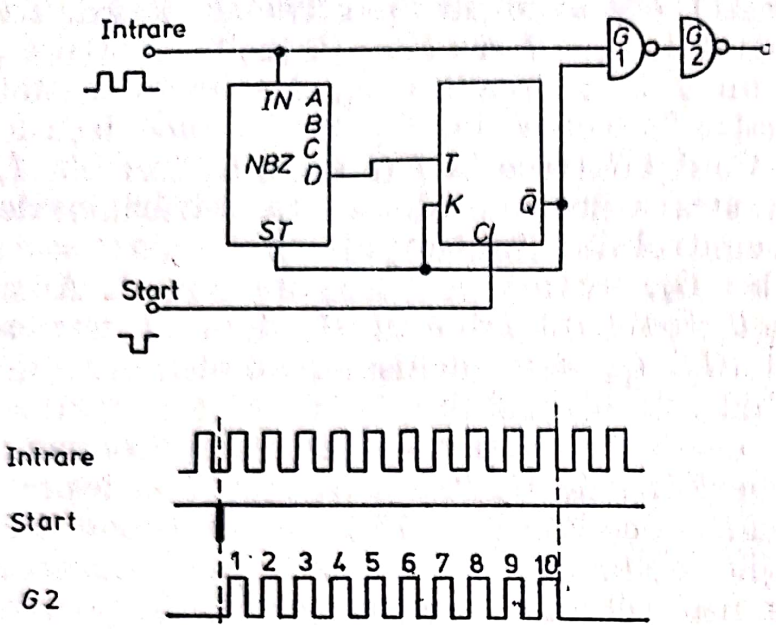


Fig. XI.24. Circuit pentru generarea de pulsuri în serii de cîte 10.

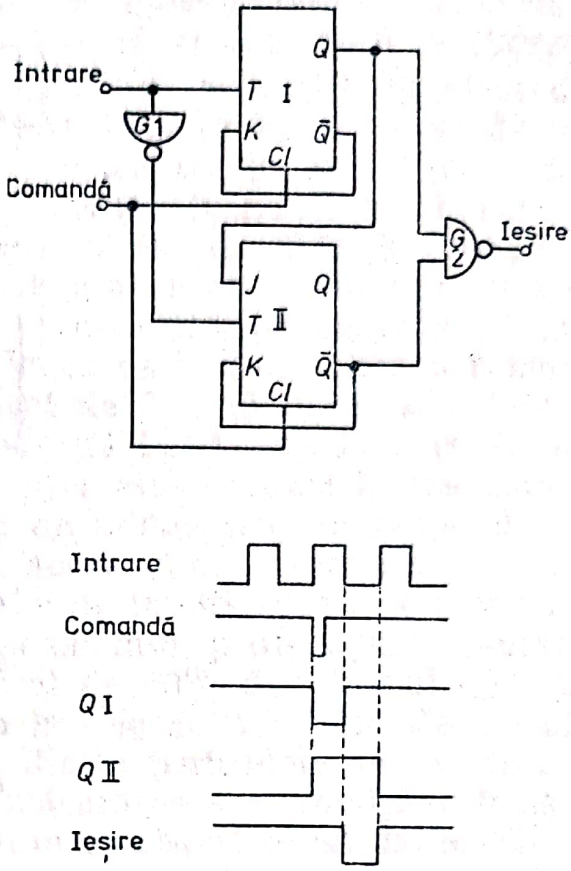
simplu. Presupunînd că circuitul este blocat ($\bar{Q} = 0$), la aplicarea pulsului de start $\bar{Q}$ trece la *1*, deschizînd poarta G_1. Pulsurile încep să treacă fiind în acelaşi timp numărate de numărătorul binar zecimal (N.B.Z.). Cînd au trecut 10 pulsuri, ieşirea D a acestui numărător trece de la *1* la *0*, aducînd pe $\bar{Q}$ la *0*, care mai departe închide poarta G_1.

Utilizînd două circuite ca acelea din fig. XI.23, se poate obţine un sistem care generează la ieşire un singur puls (fig. XI.25). Mai precis, circuitul se deschide la porţiunea descendentă a pulsului şi se închide la cea ascendentă. Pulsurile de la intrare se aplică direct bistabilului I şi inversate bistabilului II. La intrarea de comandă, ambele bistabile se deblochează, respectiv ieşirile $\bar{Q}$ trec la *1*. Cînd semnalul de intrare trece de la *1* la *0* se blochează primul bistabil ($Q\,I = 1$) iar cînd semnalul trece de la *0* la *1*, ieşirea porţii G_1 trece de la *1* la *0*, blocînd şi al doilea bistabil ($\bar{Q}$ II $= 0$). Rezultatul va fi un singur puls la ieşirea lui G_2 reprezentat de decalajul în timp între blocarea celor două bistabile.

XI.8. SELECTAREA UNUI PULS SAU SECVENŢE DE PULSURI

În automatizarea operaţiunilor de măsurare sau a funcţionării unor circuite şi mecanisme este adeseori necesară obţinerea unei anumite secvenţe de pulsuri care să asigure apoi suc-

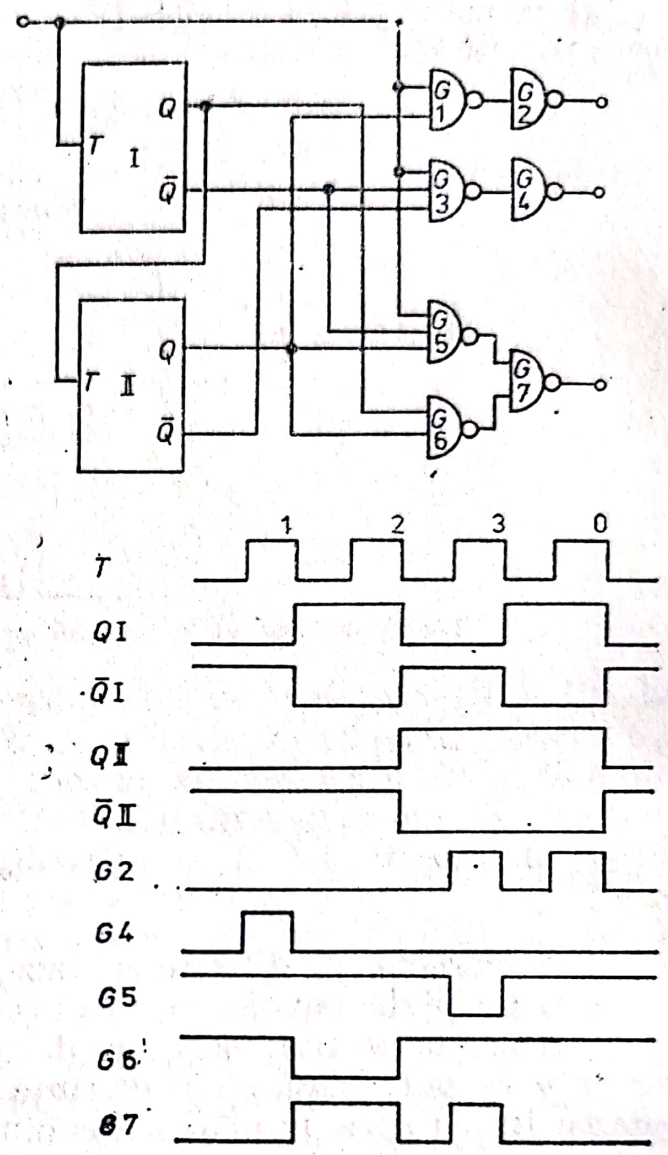
Fig. XI.25. Circuit pentru generarea unui puls singular.



cesiunea corectă a diferitelor faze ale procesului respectiv. Poate fi de pildă nevoie de un puls de o secundă, sau un puls scurt, urmat la un timp oarecare de un puls mai lung etc. Aceste secvențe se pot asigura cu ușurință utilizînd circuite bistabile așezate în serie ca numărătoare binare, sau avînd un modulo oarecare și porți care să facă diferite combinații între ieșirile acestor bistabile. Un exemplu este dat în fig. XI.26. Partea principală a circuitului o formează o sursă de pulsuri și două bistabile. În diagrama temporală se găsesc date situația ieșirilor Q și $\bar{Q}$ a celor două bistabile. Să presupunem că vrem să izolăm semiperioadele de nivel logic *1* a pulsurilor 3 și 0. Din diagramă se poate ușor observa că o combinație ȘI între Q II și T va da tocmai acest rezultat. Porțile G_1—G_2 formează o poartă ȘI la intrarea căreia a fost conectată intrarea T și ieșirea Q II. Ieșirea porții G II va fi la *1* numai pe durata dorită, respectiv va fi de două ori la *1* cîte o semiperioadă, în decursul unui ciclu de patru pulsuri. Prin porțile G_3—G_4 s-a făcut o altă selecție alegînd semiperioada 1 a pulsului 1. În acest scop s-au conectat T, $\bar{Q}$ I și $\bar{Q}$ II la poarta G_3 rezultatul fiind acela că poarta G_4 va fi la *1*, o semiperioadă într-un ciclu

Scanned with OKEN Scanner

Fig. XI.26. Selecționarea unei secvențe de pulsuri.



de patru pulsuri. În partea de jos a diagramei este dată o combinație care generează *1* timp de un puls, urmată de o semiperioadă la *0* și o semiperioadă la *1*. Această secvență este exprimată de relația :

$$T \cdot \bar{Q}\,\mathrm{I} \cdot \bar{Q}\,\mathrm{II} + Q\,\mathrm{I} \cdot Q\,\mathrm{II}; \qquad \text{(XI.1.)}$$

primul membru al relației corespunde pulsului scurt și cel de al doilea pulsului lung. Expresia XI.1 se mai poate scrie :

$$\overline{\overline{T \cdot \bar{Q}\,\mathrm{I} \cdot Q\,\mathrm{II} + Q\,\mathrm{I} \cdot Q\,\mathrm{II}}} = \overline{\overline{T \cdot Q\,\mathrm{I}, Q\,\mathrm{II}} \cdot \overline{Q\mathrm{I}} \cdot \overline{Q\mathrm{II}}} \qquad \text{(XI.2.)}$$

Scanned with OKEN Scanner

Poarta G_5 efectuează prima operaţie ŞI — NU iar poarta G_6 pe cea de a doua. Poarta G_7 face operaţia ŞI — NU finală. Rezultatul este redat în ultimul rînd al diagramei temporale.

Pe principiile expuse mai sus este construit circuitul din fig. XI.27. Circuitul este utilizat în acţionarea sursei de alimentare şi al dispozitivelor de măsurare în absorbţia şi fluorescenţa atomică cu lămpi operate intermitent. Principiul acestei metode constă în a opera sursa de radiaţie (lampă cu catod cavitar) numai pe timpul măsurătorii, printr-un tren de pulsuri. Aceste pulsuri de cca 10 ms sînt separate între ele prin pauze de cca 70 ms. Într-un ciclu de 8 unităţi lampa funcţionează timp de o unitate, restul de 7 fiind în repaus. Lampa iradiază o flacără, lumina rezultată fiind apoi măsurată. Măsurătoarea se face numai în intervalul în care lampa este în funcţiune. Lampa şi sursa ei de alimentare nu răspund însă imediat pulsului aplicat. Din acest motiv, semnalul obţinut la începutul şi sfîrşitul perioadei de funcţionare este mai puţin reproductiv. Această parte a semnalului poate lipsi, măsurarea făcîndu-se numai pe un interval de 80% din timpul de funcţionare al lămpii, cîte 10% de la cele două capete ale pulsului fiind eliminate. În intervalul dintre perioadele de măsurare a semnalului se efectuează o măsurătoare a fondului flăcării, fond ce urmează a fi scăzut din semnalul total. În concluzie, circuitul trebuie să genereze trei tipuri de pulsuri : a) pulsuri de 10 ms, cu pauze de 70 ms, pentru acţionarea lămpii, b) pulsuri de 8 ms, pentru acţionarea sistemului de măsurare a semnalului şi a fondului, suprapuse peste pulsurile de 10 ms de la punctul a) şi c) pulsurile de 8 ms, dispuse în mijlocul pauzei de 70 ms pentru acţionarea sistemului de măsurare a fondului. În circuitul din fig. XI.27 cele trei bistabile asigură un ciclu care se repetă după 8 unităţi de timp. Dacă la intrarea lanţului de bistabile se aplică pulsul cu frecvenţa de 10^2Hz, unitatea de timp va fi de 10 ms. Pulsurile scurtate cu 10% la fiecare margine se obţin cu ajutorul numărătorului binar zecimal decodificat (N.B.Z.D.) şi al porţilor G_1 şi G_2. La intrarea numărătorului se aplică o undă rectangulară cu frecvenţa de 10^3Hz. Prin divizare cu 10, la ieşirea D se obţine o undă cu frecvenţa de 10^2Hz care se va alimenta la intrarea primului bistabil. Ieşirile 0 şi 9 ale numărătorului sînt la *0* pe durata unui puls aşa cum este arătat în partea de sus a diagramei temporale din fig. XI.27. O combinaţie ŞI între aceste două ieşiri, realizată de porţile G_1 şi G_2 va da un puls scurtat cu cîte

Scanned with OKEN Scanner

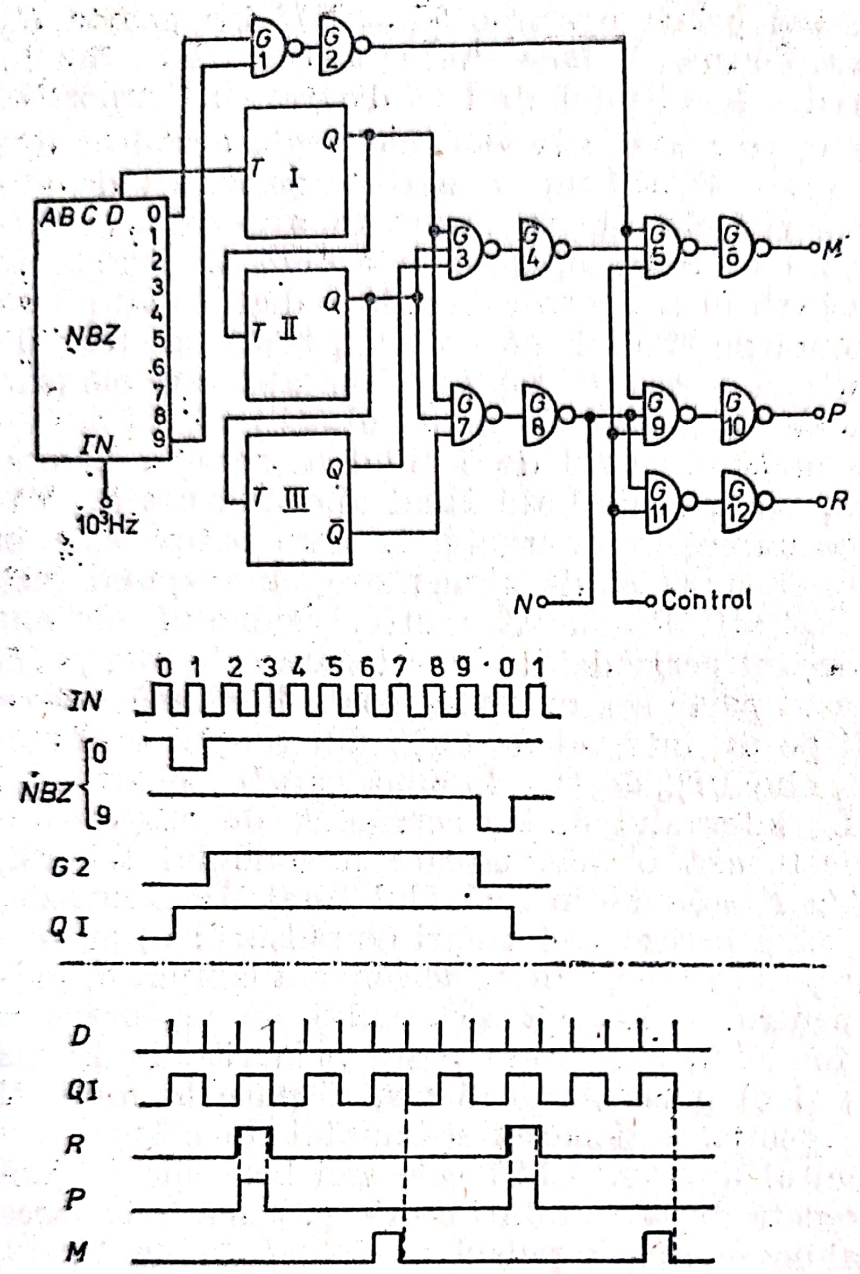


Fig. XI.27. Circuit pentru comanda sursei de radiaţie şi a dispozitivelor de măsură în spectrometrie.

o zecime la fiecare capăt, faţă de unitatea de timp generată la ieşirea G a primului bistabil.

O combinaţie ŞI între ieşirile Q I, Q II şi Q III va da un set de pulsuri de 10 ms, dintr-un ciclu de 80 ms. Cealaltă combinaţie Q I, Q II şi Q III va da un alt set care va alterna cu primul. Aceste serii de pulsuri apar la ieşirile porţilor G_4 şi G_8, ultima constituind ieşirea R care pune lampa în funcţiune. În vederea acţionării sistemului de măsură, aceste pulsuri se

scurtează cu 20% făcînd o combinaţie ŞI între ieşirea porţilor G_4 şi G_8 şi a porţii G_2. Pulsurile scurtate apar la ieşirile M şi P. Ieşirea P va acţiona partea circuitului de măsură care măscară semnalul plus fondul, iar M partea care măsoară numai fondul. Sistemul de măsură şi schema întregului aparat vor fi date în capitolul următor.

XI.9. OPERAŢIUNI CU NUMĂRĂTOARE COMPLETE

Un sistem complet de numărare, utilizat în numărarea particulelor radioactive, cronometre electronice, voltmetre digitale ş.a.m.d. conţine decadele de numărare, un registru de memorie, un etaj de decodificare şi un sistem de afişaj. Structura şi modul de funcţionare al acestor blocuri funcţionale au fost expuse în subcapitolele anterioare, aşa că nu mai rămîne decît să fie asamblate pentru a forma un numărător complet. Schema bloc şi modul în care un astfel de numărător complet va fi simbolizat în cele ce urmează sînt date în fig. XI.28.

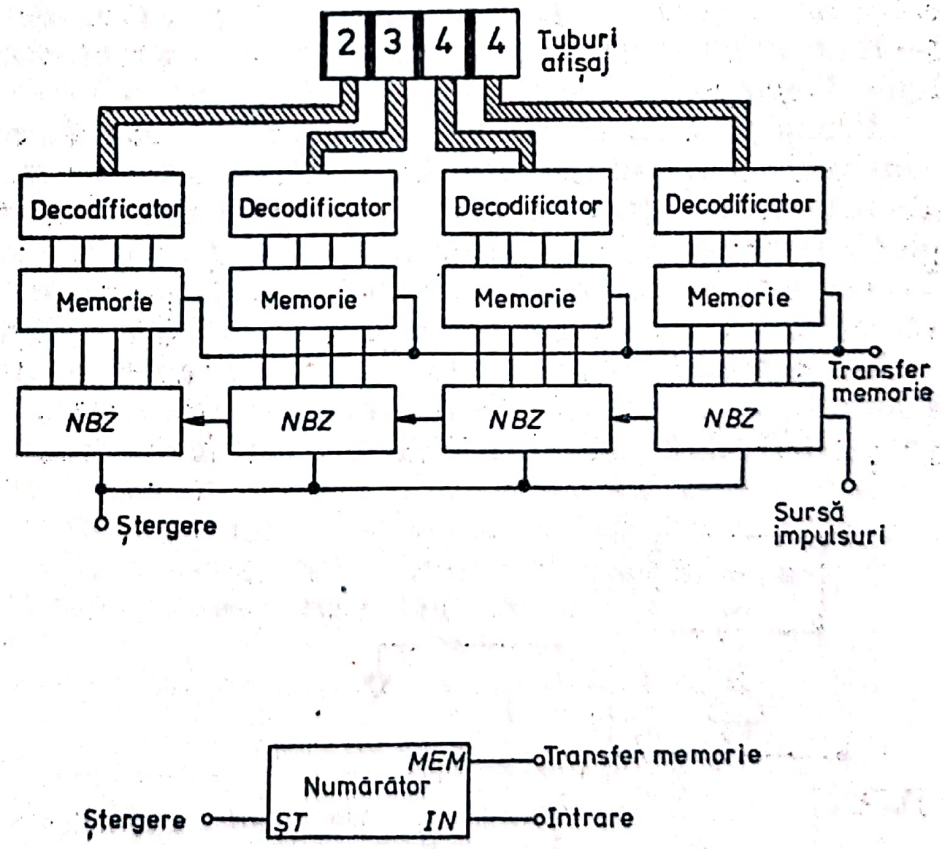


Fig. XI.28. Schema generală a unui numărător cu patru decade.

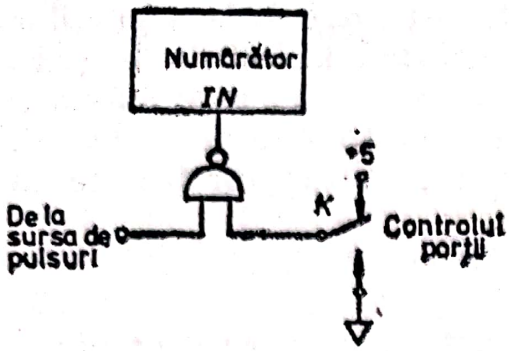


Fig. XI.29. Controlul intrării numărătorului.

Numărătorul are o intrare la care se aplică pulsurile de numărat, o intrare intitulată „MEMORIE" care este de fapt intrarea de transfer în memorie, şi o intrare de ştergere care conectează toate intrările *Cl* ale bistabilelor din numărător. Pulsul de transfer în memorie se aplică la intrarea MEM după ce numărătoarea s-a încheiat. Ştergerea (ST) afectează numai decadele de numărare. Se poate scoate şi o ieşire pentru ştergerea memoriei sau sistemul de afişaj poate fi adus la 0 prin ştergerea decadelor urmată de un transfer în memorie. Referitor la schema din fig. XI.28, de la fiecare decadă sînt patru ieşiri care corespund intrărilor *A*, *B*, *C* şi *D* ale unei decade de numărător zecimal. Între decodificator şi tubul de afişaj sînt fie 7, fie 10 linii, aşa că în figură, acestea s-au reprezentat printr-o linie îngroşată.

Prima problemă în utilizarea unui numărător constă în controlul timpului de numărare. În acest sens pulsurile sînt alimentate la intrarea *IN* printr-o poartă. Una din intrările porţii serveşte pentru control. Controlul se poate face manual cu un singur comutator. Numărătorul primeşte pulsuri cîtă vreme comutatorul este menţinut la + 5 V. (Figura XI.29).

În sistemul din fig. XI.30, există două comutatoare ce schimbă starea unui bistabil. Unul serveşte pentru deschiderea porţii (START) şi al doilea pentru închiderea ei (STOP).

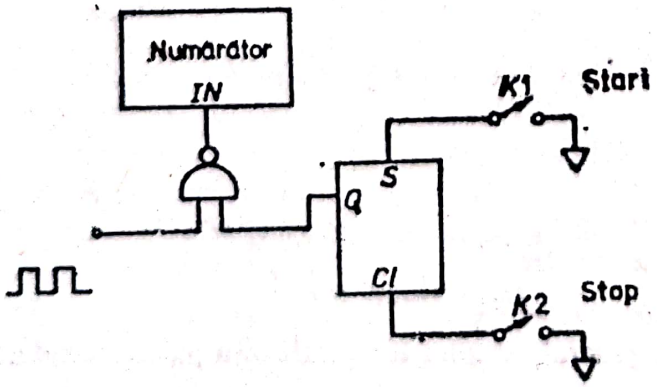
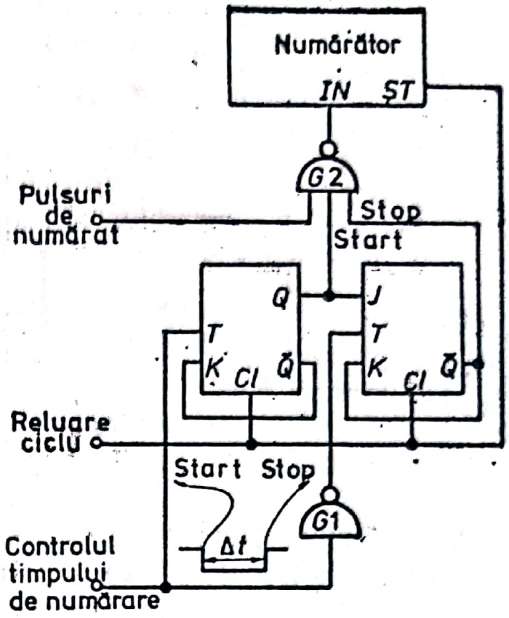


Fig. XI.30. Controlul intrării numărătorului cu comutatoare separate pentru START şi STOP.

Scanned with OKEN Scanner

Fig. XI.31. Circuit de control pentru memorarea pe un timp determinat extern.



Poziţia normală a acestor comutatoare trebuie să fie cea deschisă. Cel mai adesea numărătoarea se efectuează într-un interval de timp bine determinat. În acest scop controlul nu se face manual ci cu ajutorul unui circuit care generează intervalul de timp pentru măsurătoare. Drept sistem pentru deschiderea şi închiderea porţii se poate utiliza circuitul din fig. XI.25, de generare a unui puls singular. Circuitul rezultat este prezentat în fig. XI.31. După aplicarea unui puls la „RELUARE CICLU" poarta se deschide imediat ce la intrarea de control a timpului se aplică un *0* şi se închide cînd la această intrare se aplică un *1*. Circuitul de la care se obţin undele rectangulare cu ajutorul cărora se controlează intervalele de numărare şi orice alte operaţii într-un circuit logic, se numeşte bază de timp. O bază de timp poate fi şi un circuit stabil sau orice alt dispozitiv care generează o undă rectangulară de o frecvenţă cunoscută şi stabilă. De obicei bazele de timp conţin un oscilator stabilizat de frecvenţă mai mare, din care apoi, prin divizare se obţin frecvenţe mai mici. De exemplu, cu ajutorul unui oscilator de 1 kHz se obţin prin divizare cu numărătoare zecimale (fig. XI.32) frecvenţe pînă la 1 Hz.

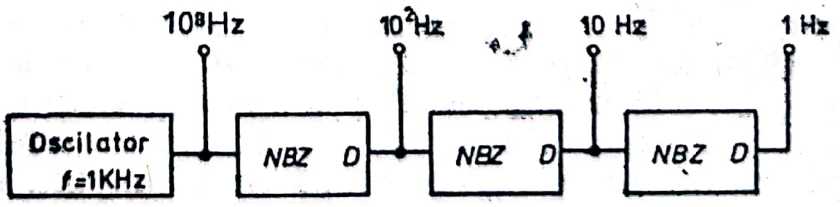


Fig. XI.32. Schema bloc a unei baze de timp.

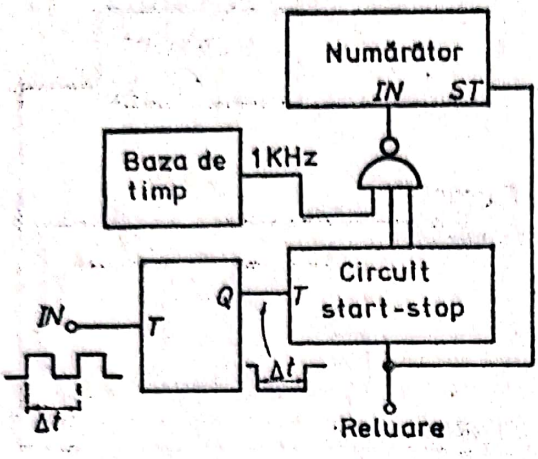


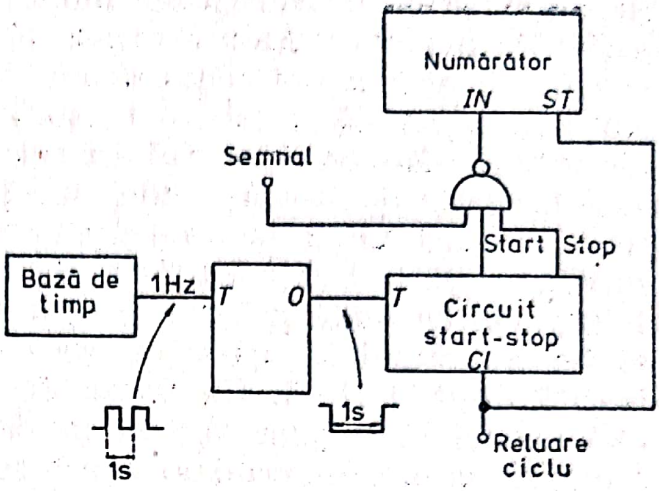
Fig. XI.33. Cronometrul electronic şi dispozitiv de măsurare a perioadei.

Utilizarea unei asemenea baze de timp în conjuncţie cu un numărător, duce la obţinerea unui cronometru electronic (fig. XI.33). Baza de timp furnizează pulsuri la intrarea numărătorului. Timpul de măsurat se obţine prin activarea circuitului START—STOP. Acest circuit figurat aici simbolic este identic cu cel din fig. XI.32 şi cuprinde bistabilele I, II şi poarta G_1. Bistabilul introdus în plus la intrarea circuitului START-STOP are rolul de a diviza frecvenţa astfel ca timpul de măsurat să fie egal cu perioada semnalului aplicat la *IN*. În acest fel, întreg sistemul din fig. XI.33 poate fi folosit ca şi cronometru electronic, măsurînd un interval de timp oarecare sau perioada unui semnal dacă acesta se aplică la intrarea *IN*. Precizia cu care se măsoară timpul sau perioada este dată de baza de timp. Abaterile pe care le produce numărătorul sînt de ± 1 puls. Dacă baza de timp poate furniza pulsul de 1 ms, eroarea va fi de $\pm 10^{-3}$s. O bază de timp cu frecvenţă mai mare va oferi o precizie mai mare, cu condiţia să fie bine stabilizată. Cele mai bune baze de timp sînt acelea care conţin un oscilator ale cărui frecvenţe sînt controlate de un piezocristal de cuarţ.

Schimbînd poziţia bazei de timp, prin conectarea ei la intrarea circuitului START—STOP se obţine un aparat de măsurat frecvenţa (fig. XI.34). Frecvenţa se poate defini conform celor prezentate în capitolul I ca numărul de treceri de la o stare la alta în unitatea de timp. Controlînd poarta cu o bază de timp de o secundă, numărătorul va înregistra numărul de treceri de la o stare la alta a semnalului în acest interval de timp adică tocmai frecvenţa. Structura aparatelor ce utilizează un numărător, prezentate pînă acum implică executarea unei măsurători numai după aplicarea unei comenzi externe, prin

Scanned with OKEN Scanner

Fig. XI.34. Sistem pentru măsurarea frecvenței.



intrarea „RELUARE CICLU", pentru fiecare măsurătoare în parte. Cu ajutorul a două circuite monostabile se poate asigura reluarea automată a ciclului după fiecare măsurătoare (fig. XI. 35). Primul monostabil este acționat de ieșirea STOP și generează un interval scurt de timp în care acționează memoria numărătorului și apoi cel de al doilea monostabil. Acesta este reglat pentru generarea unui timp mai lung, necesar citirii sau înregistrării rezultatului afișat. După trecerea acestui timp, intrarea de reciclare este adusă la *1* și o nouă numărătoare poate începe.

XI.10. MONOCROMATOR PROGRAMABIL

Elementele și blocurile funcționale prezentate în subcapitolele precedente pot servi la construirea circuitelor de automatizare a operațiilor cu grad de complexitate ridicat. Un exemplu

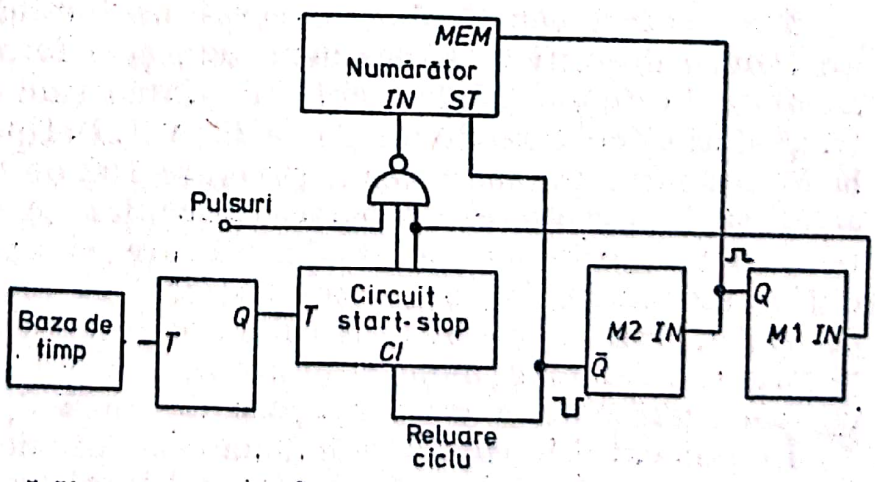


Fig. XI.35. Numărător cu reciclare automată.

în acest sens îl constituie monocromatorul programat. Un astfel de monocromator urmează un ciclu de funcţionare care constă în oprirea automată la anumite lungimi de undă, unde staţionează, pînă cînd o măsurătoare spectrometrică este efectuată. Monocromatorul îşi reia apoi cursa, oprindu-se la altă lungime de undă, unde se efectuează din nou măsurătoarea. După un număr de asemenea opriri, monocromatorul se reîntoarce la lungimea de undă iniţială de unde reia ciclul. Lungimile de undă la care se opreşte monocromatorul trebuie să fie programabile, astfel ca orice linie spectrală să poată fi izolată după dorinţă. Un asemenea dispozitiv este deosebit de util atunci cînd prin acelaşi procedeu, să spunem absorbţie atomică, se face determinarea a o serie de elemente, principala diferenţă între măsurători constînd din lungimea de undă la care acestea se execută.

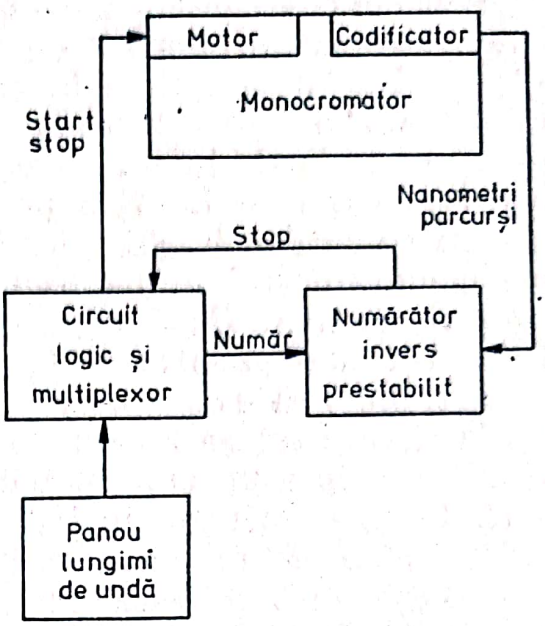
Un monocromator poate fi programat cu condiţia să existe posibilitatea unui control electronic al părţilor mecanice mobile. Cel mai bine se pot automatiza monocromatoarele la care deplasarea reţelei, în vederea selectării lungimii de undă, se face cu ajutorul unui motor electric de curent continuu sau cu un motor pas-cu-pas. Pe lîngă aceasta, monocromatorului trebuie să i se adauge un dispozitiv care să comunice într-un mod oarecare poziţia reţelei la un moment dat sau cel puţin unghiul cu care s-a rotit reţeaua de la o lungime de undă la alta. Una din căile de rezolvare a acestei probleme constă în utilizarea unui *codificator* care să genereze un număr de pulsuri pentru un unghi de rotaţie dat al reţelei, respectiv pentru un anumit interval de lungimi de undă. Un codificator de genul acesta este un traductor care converteşte o mărime mecanică, unghi de rotaţie, într-o mărime numerică.

Traductorul constă dintr-o sursă de lumină, un disc cu un număr de orificii, să spunem 100, şi o fotorezistenţă. Tot ansamblul este închis într-o cutie, în afară ieşind contactele electrice şi axul cu care discul poate fi rotit. Rotind axul cu 360°, la ieşirea fotorezistenţei vor fi generate 100 de pulsuri. Plasînd acest traductor astfel ca partea mecanică ce roteşte reţeaua monocromatorului să pună în mişcare şi axul discului, se obţine un număr de pulsuri proporţional cu unghiul de rotaţie al reţelei. Aceste pulsuri constituie apoi o informaţie suficientă pentru programarea monocromatorului, astfel ca acesta să se oprească automat la orice lungime de undă dorită.

În momentul în care aceste două elemente de control există, partea mecanică deplasată cu ajutorul unui motor şi un codi-

Scanned with OKEN Scanner

Fig. XI. 36. Schema de principiu a unui monocromator automat.



ficator ce comunică numărul de nanometri parcurşi, monocromatorul se poate automatiza pe baza unui principiu expus în fig. XI.36.

Monocromatorul se fixează iniţial la o lungime de undă de pornire. Aceasta poate fi chiar una din lungimile de undă la care urmează să se facă şi măsurători. De pe un panou de comutatoare zecimal-binare pe care sînt fixaţi numărul de nanometri de parcurs de la o lungime de undă la alta, se introduce un număr într-un numărător invers prestabilit. Prestabilirea numărătorului se face prin intermediul unui circuit logic şi de multiplexare. Acest circuit va porni motorul după introducerea numărului în numărător. În timp ce reţeaua monocromatorului se roteşte, codificatorul generează pulsuri proporţionale cu numărul de nanometri parcurşi, care sînt numărate de numărător. Cînd în numărător au fost introduse un număr de pulsuri egal cu acela la care s-a făcut prestabilirea, numărătorul generează un puls care opreşte motorul. În acest moment monocromatorul a ajuns la una din lungimile de undă la care fusese programat. După ce sistemul spectrometric încheie măsurătoarea la această lungime de undă, se introduce de pe panou următorul număr şi monocromatorul porneşte din nou spre o nouă lungime de undă. Ajuns aici, va fi din nou oprit, întrucît numărătorul a primit de la codificator numărul de pulsuri la care a fost prestabilit.

Scanned with OKEN Scanner

Schema bloc a circuitului de programare (fig. XI. 37) cuprinde cîteva elemente în plus faţă de schema simplificată din fig. XI. 36. Circuitul asigură oprirea la patru lungimi de undă. Diferenţa în nanometri între acestea este fixată pe panoul cu comutatoare zecimal-binare. Acestea sînt astfel construite încît fiecare cifră este înscrisă pe un disc separat. Rotind discul pentru ca într-o deschidere să apară o cifră, cele patru ieşiri ale comutatorului ajung în configuraţia binară ce reprezintă cifra respectivă. Dacă deplasarea se face pe un interval sub 100 nm şi cu o precizie de 0,01 nm pentru fiecare lungime de undă trebuie să existe un set de patru asemenea comutatoare. De la fiecare set se îndreaptă spre multiplexor 16 fire. Acesta va selecta un grup corespunzînd unui număr, după o secvenţă dată de un numărător în inel.

Secvenţa de operaţie ce introduce numărul în numărător şi porneşte motorul este dată de un circuit de timp care întreprinde următoarele operaţii : 1) Trimite un puls numărătorului în inel care comută totul pentru o nouă lungime de undă ; 2) Şterge numărătorul ; 3) Introduce noul număr ; 4) Porneşte motorul şi în acelaşi timp se autoblochează.

Motorul este alimentat de la o sursă prin intermediul unui circuit de control al vitezei. Motorul nu poate fi oprit brusc,

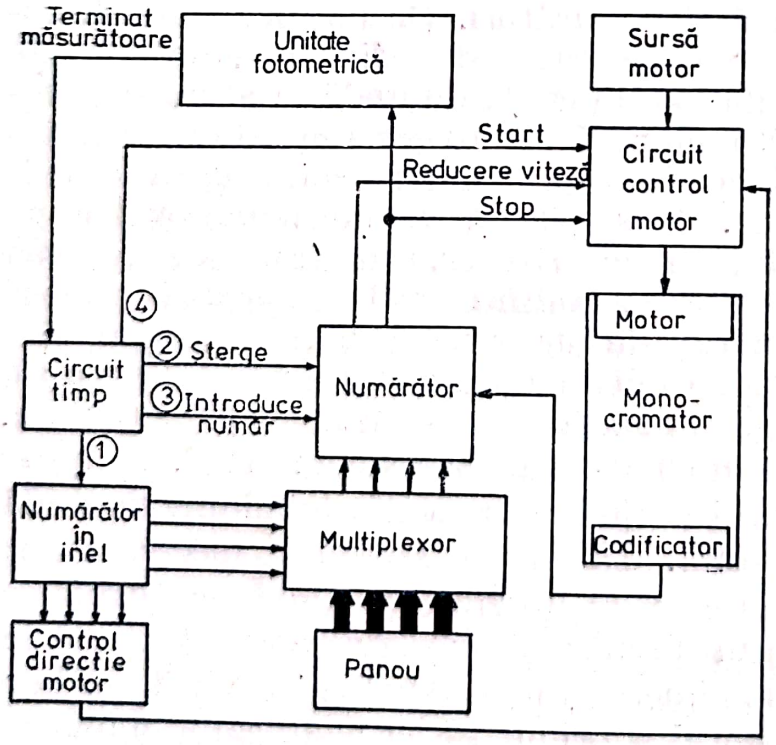


Fig. XI.37. Schema bloc a monocromatorului programabil.

în plină mişcare, fără ca în urma inerţiei să nu se ajungă la depăşirea lungimii de undă respective. Înainte de a ajunge la capătul cursei, viteza motorului se reduce în două trepte şi abia după aceea se opreşte. Pe ultima porţiune motorul se mişcă suficient de încet ca oprirea să se poată face cu precizia dorită. Odată motorul oprit, un puls este trimis spre spectrometrul automat care execută măsurătoarea. Cînd aceasta s-a încheiat, circuitul logic al spectrometrului deblochează circuitul de timp care reîncepe ciclul.

O schemă completă este dată în fig. XI.38. Acele blocuri funcţionale a căror structură a fost descrisă în subcapitolele anterioare au fost reprezentate simbolic.

Circuitul de timp constă dintr-un numărător binar-zecimal decodificat (N.B.Z.D.), alimentat cu pulsuri de la baza de timp nr. 1. Circuitul este menţinut în stare blocată în timpul funcţionării motorului şi a spectrometrului prin aplicarea de *0* la intrarea ST. La aplicarea comenzii START la intrarea T a bistabilului I, $\bar{Q}$ I trece la *0* aducînd $\bar{Q}$ II la *1*. Aceasta duce la deblocarea numărătorului, ieşirile acestuia trecînd pe rînd la *0*. Ieşirea nr. 1 comută numărătorul inelar (NI) la următoarea lungime de undă. Numărătorul este cuplat la panoul cu comutatoare prin ieşirile complementare. Una din acestea va fi la *0* şi celelalte la *1*. Circuitul multiplexor este astfel, simplificat, constînd din 16 porţi ŞI—NU cu patru intrări. Grupul de comutatoare care este ţinut la *0* de către NI va decide starea acestor porţi, la ieşirea lor apărînd numărul înscris pe grupul respectiv. Acest număr este aplicat numărătorului care constă din patru decade, fiecare conţinînd un numărător prestabilit invers ca acela dat în fig. XI.13. Acest număr va fi introdus în numărător după ce pulsul numărul 5 aduce toate bistabilele la *1*, urmînd ca pulsul nr. 7, prin intrările *Cl* să şteargă pe acelea la a căror intrare fusese aplicat un *0*. Pulsul Nr. 3 al N.B.Z.D. deblochează bistabilul I, pregătindu-l astfel pentru o nouă comandă de START. Pulsul nr. 8 prin poarta G_2 şi G_4 aduce Q IV la *1*, permiţînd motorului să pornească. Sesizarea momentului în care numărătorul a ajuns la 0 se face cu ajutorul porţilor G_7 la G_{14} care formează o combinaţie ŞI între ieşirile complementare ale fiecărei decade. În acest caz, toate aceste ieşiri vor fi la *1* şi la fel toate intrările porţii G_{19}. Ieşirea acesteia din urmă trece la *0* ceea ce are ca rezultat basculareа bistabilului III a cărui ieşire $\bar{Q}$ trece la *0*. Acesta prin porţile G_5 şi G_6 aduce Q IV la *0*, oprind motorul.

Scanned with OKEN Scanner

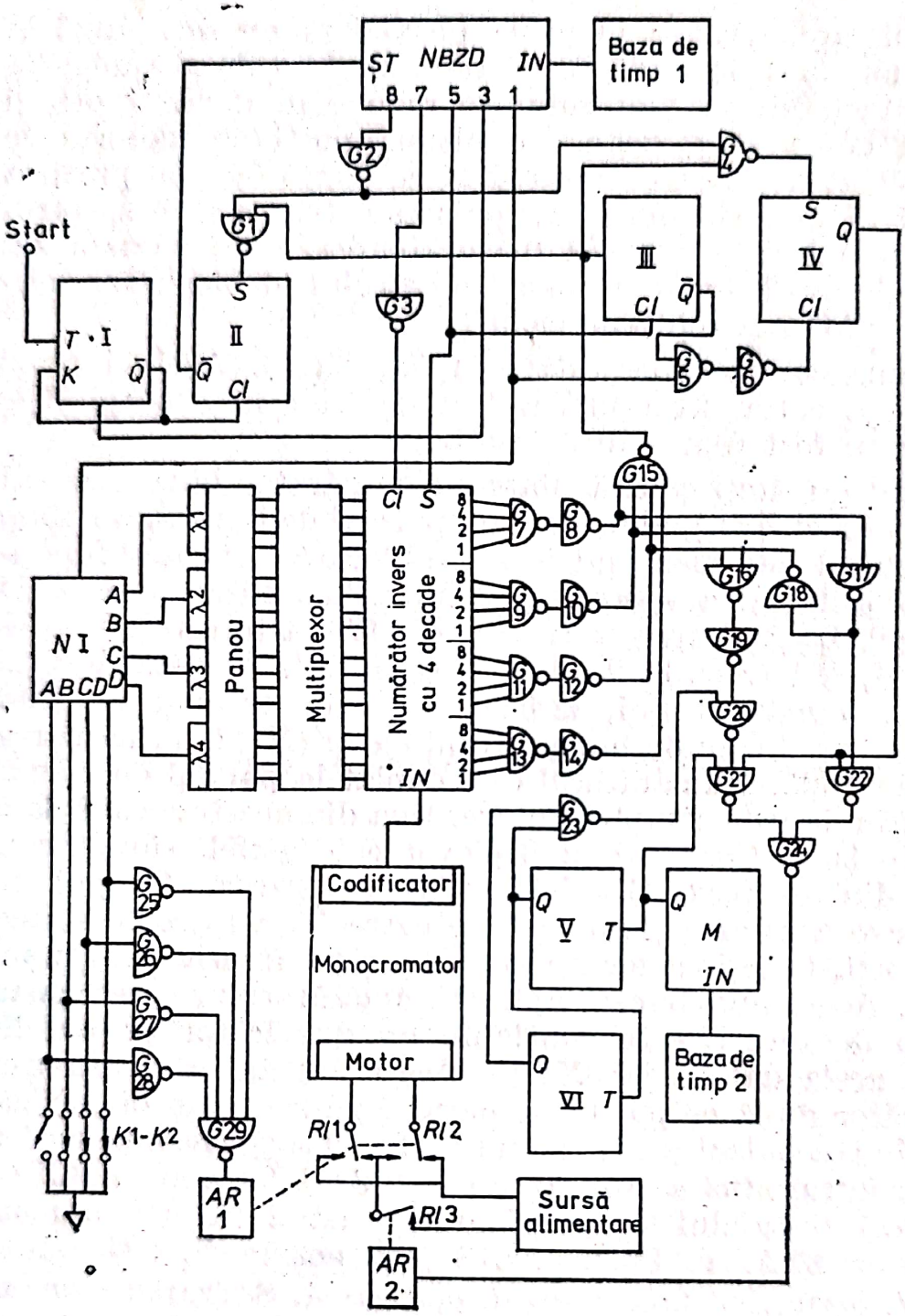


Fig. XI.38. Schema circuitului monocromatorului programabil.

Poarta G_{15} controlează în același timp porțile G_1 și G_4. Rostul acestor porți este următorul : dacă una din lugimile de undă nu se folosește, peste aceasta se sare introducînd cifra *0* la grupul respectiv de comutatoare pe panou. În acest fel numărătorul va fi prestabilit la *0*. Poarta G_{15} rămîne la *0*, oprind prin G_4

Scanned with OKEN Scanner

pulsul de pornire al motorului şi prin G_1 pulsul de autoblocaj al circuitului de timp. Acest circuit îşi va relua ciclul introducînd numărul următor. Dacă acesta va fi diferit de 0, G_{15} va fi la *1* şi ciclul se desfăşoară normal. Acest lucru este ilustrat de diagrama temporală din fig. XI.39. În porţiunea notată cu a) este trecută secvenţa în cazul introducerii unui număr oarecare de pe panou. Porţiunea b) reprezintă cazul în care lungimea de undă trebuie sărită. În acest caz N.B.Z.D. trece prin două cicluri.

Şirul de porţi de la G_{16} la G_{23} formează, împreună cu bistabilele V şi VI şi monostabilul M, un circuit de control al vitezei motorului. Motorul este acţionat prin intermediul releului *Rl* 3. Releul poate fi închis un timp mai îndelungat, situaţie în care motorul se roteşte cu viteză maximă. Pentru obţinerea unor viteze mai mici releul se închide numai pe intervale mici de timp, de ordinul fracţiunilor de secundă, astfel că motorul lucrează în impulsuri. Reglînd frecvenţa pulsurilor cu care este alimentat releul se poate regla viteza motorului fără ca acesta să piardă din puterea cuplului motor. Pulsurile pentru viteze mici se obţin de la monostabilul *M* acţionat de baza de timp 2. Aplicarea directă a pulsurilor de la *M* la motor face ca acesta să se rotească cu o viteză denumită „medie". Divizînd pulsurile cu 4, prin bistabilele V şi VI, şi aplicîndu-le apoi

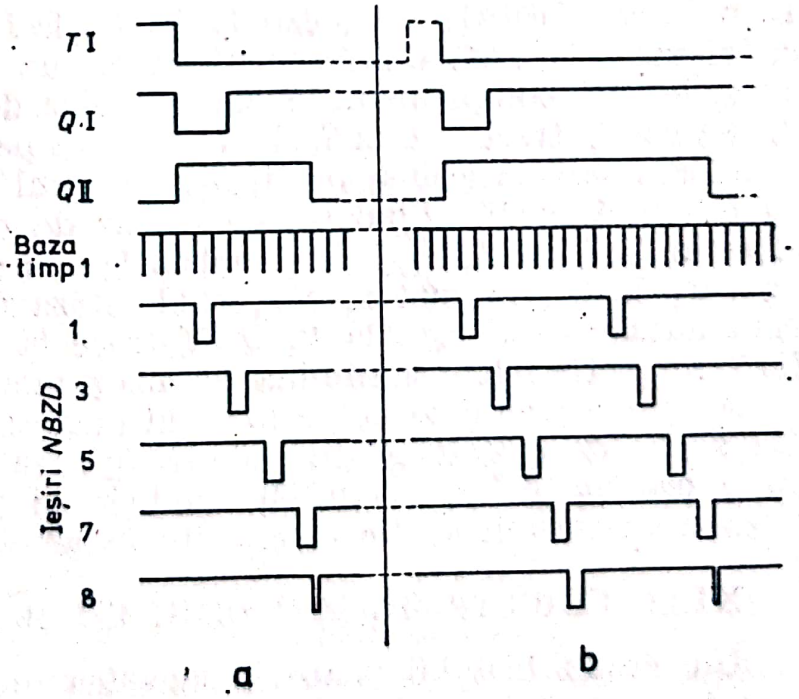


Fig. XI.39. Diagrama secvenţială a circuitului de timp a monocromatorului programabil.

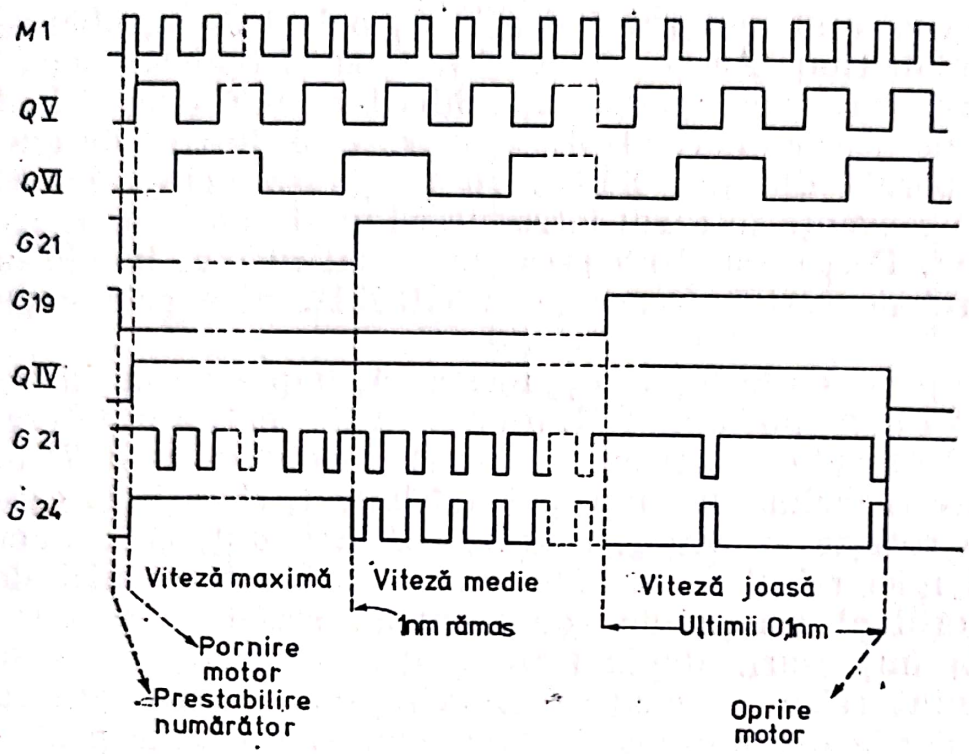


Fig. XI.40. Diagrama secvențială a circuitului de control a vitezei motorului.

motorului se obține o viteză mică, care permite oprirea fără probleme.

În timpul funcționării, ieșirile porților G_{16} și G_{17} sînt la *1*. Întrucît *Q* IV este la *1*, G_{22} este la *0* și G_{24} la *1*, motorul rotindu-se cu viteza maximă. Cînd a mai rămas un nanometru de parcurs, ieșirile complementare ale primelor două decade sînt la *1*, așa că G_{17} trece la *0* și G_{22} la *1*. Aceasta permite pulsurilor de la *M* să apară la ieșirea porții G_{24}, motorul rotindu-se sacadat, cu o viteză medie. Cînd a mai rămas de parcurs 0,1 nm, G_{12} trece la *1*, G_{16} la *1*, G_{19} la *1* și pulsurile mai rare de la G_{23} ajung prin G_{21} la G_{24} la motor, asigurînd viteza mică. În momentul cînd numărătorul este la 0, *Q* IV trece la *0* făcînd ca G_{24} să fie *0*, respectiv releul să rămînă deschis și motorul să se oprească.

Aceste secvențe se pot urmări în diagrama din fig. XI. 40. Un astfel de circuit poate asigura oprirea monocromatorului cu o precizie de 0,01 nm, cu condiția ca partea mecanică a monocromatorului să fie construită la acest grad de precizie.

XI.11. CIRCUIT DE MEMORIE CU 16 BIȚI

Un circuit bistabil poate înmagazina un bit. Acest lucru a fost demonstrat la capitolul precedent și utilizat în acest capitol la registrele de memorie și deplasare. Pentru înmagazinarea

Scanned with OKEN Scanner

unui număr mai mare de biţi se utilizează circuite bistabile de construcţii simple, de obicei din două tranzistoare, dispuse într-o matrice. Un astfel de circuit este circuitul integrat CDB 481 E compus din 16 bistabile şi cîte două amplificatoare de intrare şi ieşire. Schema logică a acestui circuit produs la I.P.R.S. Băneasa şi diagrama conexiunilor este dată în fig. XI.41. Fiecare bistabil are două ieşiri notate cu 0 şi 1 şi cîte două intrări de adresare notate cu X şi Y. Tranzistoarele din bistabile sînt multiemitoare. Unele din emitoare servesc drept intrări de adresare, iar celelalte ca ieşiri la care se poate citi starea bistabilului respectiv. Matricea de bistabili are patru intrări X şi patru intrări Y.

Pentru a introduce un bit într-unul din bistabile se pun intrările X şi Y corespunzătoare la *1*. La amplificatoarele de intrare W_0 şi W_1 se aplică apoi informaţia de înmagazinat. Un *1* la W_1 aduce ieşirea 1 a bistabilului la *1*, iar un *1* la W_0 aduce ieşirea 0 la *1*. Citirea informaţiei se face în mod similar adică

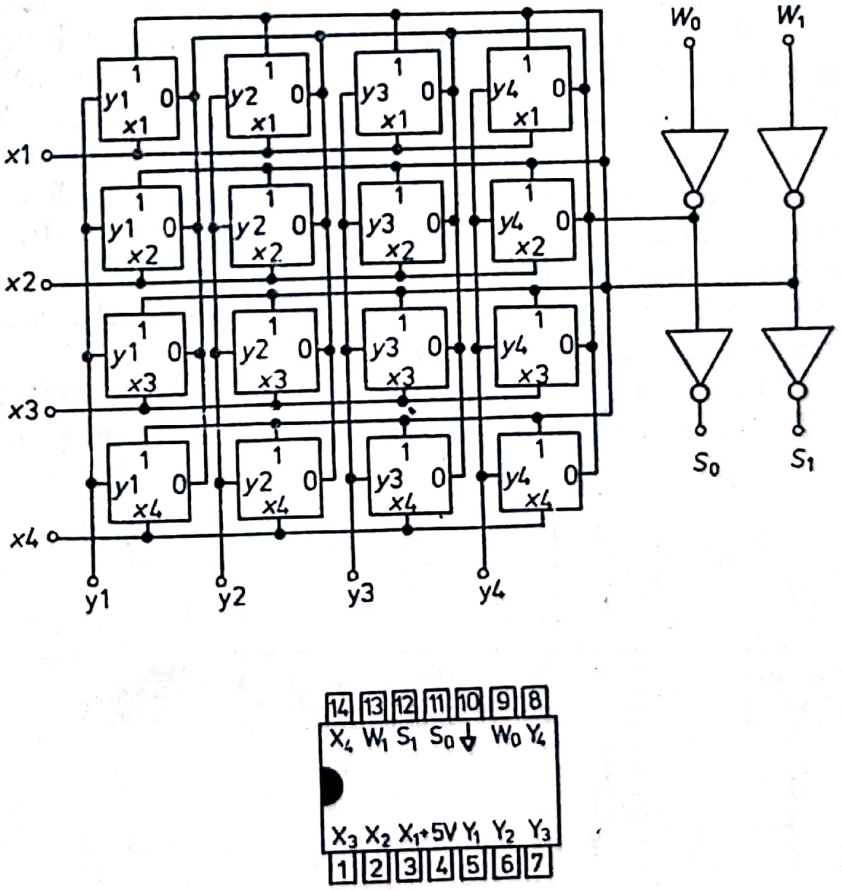


Fig. XI.41. Schema logică şi diagrama conexiunilor memoriei cu 16 biţi, CDB 481.

Scanned with OKEN Scanner

se aduc la intrările X şi Y şi se constată starea la ieşirea amplificatoarelor S_0 şi S_1. Dacă ieşirea 1 a bistabilului în cauză a fost *1*, la S_1 vom avea un *1* şi la S_0 vom avea *0*. Evident dacă în bistabil a fost stocat un *0*, starea celor două ieşiri va fi inversată.

Amplificatoarele de citire au ultimul tranzistor cu colectorul deschis, aşa cum sînt şi tranzistoarele din circuitul de decodificare a numărătoarelor zecimale (fig. XI.6). Aceasta înseamnă că ieşirea lui S_0 şi S_1 poate să conducă la masă sau nu. De aceea sesizarea stării acestor amplificatoare nu se face direct ci aplicînd din afară o sursă de curent printr-o rezistenţă sau cuplînd ieşirile respective la o poartă ŞI—NU.

Memoria circuitului CDB 481 E este non-distructivă, în sensul că operaţia de citire a informaţiei dintr-un bistabil dat nu afectează starea acestuia. Memoria este în schimb volatilă căci decuplarea de la sursa de alimentare duce la pierderea informaţiei.

Circuitele de memorie au aplicaţii numeroase. Una din acestea o constituie înmagazinarea programului după care să funcţioneze apoi un simplu calculator de birou. Un grup de circuite de memorie va constitui partea principală a unui dispozitiv care permite transformarea unui simplu calculator de birou într-un calculator programat. În fig. XI.42 este dată schema bloc a unui asemenea circuit construit în jurul unui calculator electronic de birou Felix CE-33. Circuitul îndeplineşte două categorii de operaţiuni : permite introducerea în memorie a operaţiilor codificate ale calculatorului şi apoi dă posibilitatea extragerii acestor operaţii într-o secvenţă dată ce face ca maşina să le efectueze.

Operaţiunile codificate din calculator pătrund în memorie prin intermediul unui adaptor de intrare şi a unui circuit de

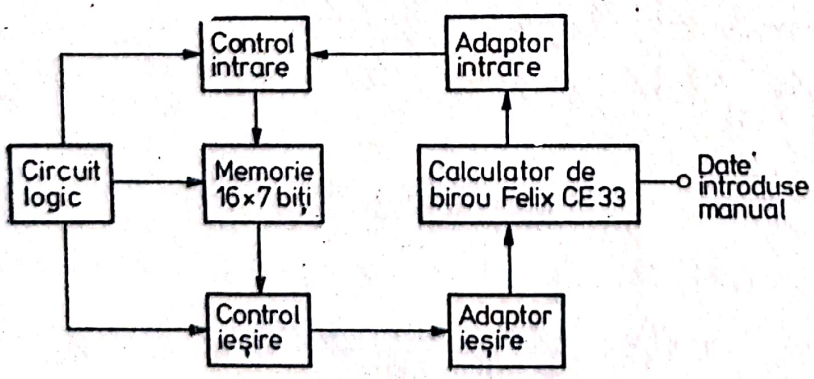


Fig. XI.42. Schema bloc a unui programator pentru calculatoru l de birou Felix CE—33.

Scanned with OKEN Scanner

control a intrării. Aceleaşi operaţiuni pot fi extrase din memorie printr-un control de ieşire, un adaptor de ieşire şi aplicate apoi calculatorului care le va executa. Succesiunea de operaţii este controlată de un circuit logic.

Înainte de a se trece la circuitul detaliat este utilă o prezentare a modului în care funcţionează calculatorul de birou Felix CE-33. Claviatura calculatorului acţionează o serie de relee. Prin aceasta releele aduc la *0* logic o serie de canale, care la rîndul lor activează circuitele maşinii. În circuitul de intrare *1* este egal cu 12 V şi *0* cu —6 V. Există 9 canale prin combinarea cărora se pot efectua toate operaţiile indicate pe claviatură. Aceste combinaţii sînt trecute în tabelul XI.4. Notaţia × semnifică o trecere de la *1* la *0* a canalului respectiv. Apăsînd pe butonul notat cu (+) se aduc la *0* canalele 7 şi 14. Un canal

Tabelul XI.4

Codul operaţiilor la Felix CE—33

Denumirea sau simbolul operaţiei	Numărul canalului								
	1	3	4	5	7	8	10	13	14
First number					×				
+					×				×
Clear stack					×			×	
I					×	×			
x =				×	×				
Dup			×		×				
+ =	×				×				
—					×	×			×
x +				×	×				×
From memory			×		×	×			
To memory			×		×	×			×
Clear		×	×		×				×
0							×		
1				×			×		
2	×			×			×		
3	×		×	×			×		
4	×		×	×		×	×		
5	×		×	×		×	×		×
6	×		×			×	×		×
7			×			×	×		×
8						×	×		×
9							×		×
,	×						×		

× denotă o trecere de la *1* la *0*

Scanned with OKEN Scanner

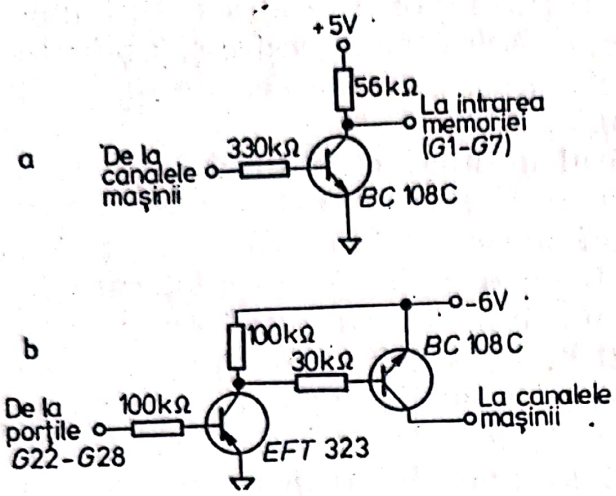


Fig. XI.43. Schema unui canal al adaptorului de intrare (a) şi al adaptorului de ieşire (b).

(nr. 9, netrecut în tabel) rămîne la logic *0*, blocînd claviatura pe timpul cînd maşina execută o operaţie. Canalele 7 şi 10 fac selectarea tipului general de operaţie: introducere de cifre (canal 10 la *0*) sau efectuare de operaţiuni cu numerele din registrele maşinii (canalul 7 la *0*).

Adaptoarele de intrare şi ieşire fac compatibile nivelele logice ale calculatorului (12 V şi —6 V) cu cele ale circuitelor logice din restul programatorului (5 V şi 0 V). Pentru fiecare canal, în adaptorul de intrare există cîte un tranzistor care la colector trece de la 0 la 5 V, pentru o schimbare la bază de la —12 la —6 V (vezi XI. 43 a). În adaptorul de ieşire un *1* aplicat la baza tranzistorului EFT 323 aduce tranzistorul BC 108 C în stare de conducţie legînd canalul respectiv la — 6 V, adică *0* logic (fig. XI. 43 b). Din cele 9 canale prezentate în tabelul XI.4, doar 7 sînt necesare, întrucît operaţiile „Clear" şi „Clear Stack" nu-şi au rostul în lipsa unei memorii tampon.

Dispozitivul de memorare constă din 7 circuite de memorie legate în paralel (fig. XI.44). Ieşirile X şi Y de acelaşi fel sînt scurtcircuitate aşa încît o combinaţie oarecare $X—Y$ dă posibilitatea introducerii a 7 biţi în paralel, cîte unul în fiecare circuit de memorie. Intrările se fac prin perechi de porţi conectate la fiecare intrare W_0. Ieşirile se fac tot prin 7 perechi de porţi, controlul fiind aplicat la cea de a doua poartă. Întrucît canalele 7 şi 10 trebuiesc aduse la *0*, numai după celelalte canale, porţile respective au un control separat (B). Circuitul logic care controlează secvenţa operaţiilor este relativ simplu (fig. XI.45.). Acesta constă din două numărătoare în inel

Scanned with OKEN Scanner

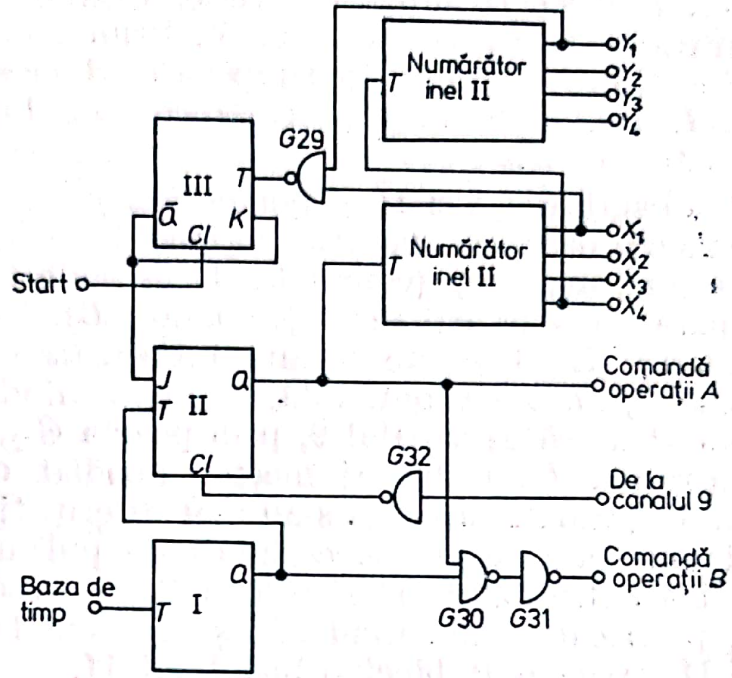


Fig. XI.44. Schema dispozitivului de memorie și a controalelor de intrare și ieșire.

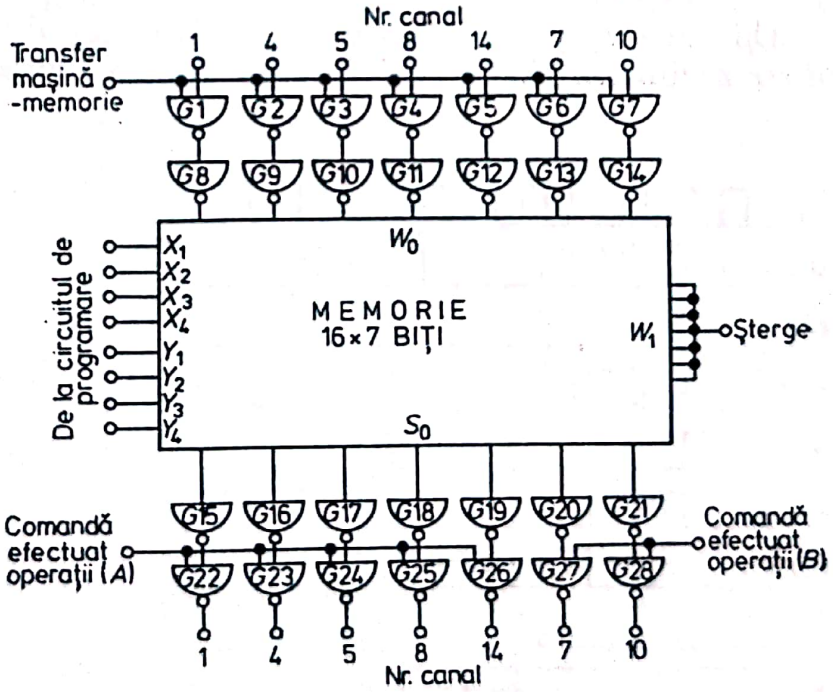


Fig. XI.45. Schema circuitului logic al programatorului pentru calculatorul de birou.

Scanned with OKEN Scanner

NI. I şi *NI.* II cuplate în serie. Ieşirile unuia se conectează la intrările *X* şi a celuilalt, la *Y*. Primul numărător aduce intrările *X* la *1*, pe rînd, în timp ce al doilea menţine o intrare *Y* la *1*. Apoi se comută la următorul *Y*, după care se reia secvenţa cu *X*.

Bistabilele I şi II şi porţile G_{30} şi G_{31} formează secvenţa de pulsuri necesară pentru acţionarea maşinii. *Q* II generează un puls mai lung (comanda *A*) în cadrul căruia, la poarta G_{31}, apare un puls mai scurt (comanda *B*). În diagrama temporală din fig. XI.46, aceste pulsuri sînt scurtate faţă de mersul normal redat prin linia punctată, aceasta fiindcă bistabilul II este blocat de către canalul 9, prin poarta G_{32}, pe timpul executării operaţiei. Acest blocaj începe imediat ce G_{31} a trecut la *1*. În diagrama temporală s-au luat diferiţi timpi t_0 pentru operaţii şi din acest motiv succesiunea de pulsuri la *X* şi *Y* este neregulată. Bistabilul III şi poarta G_{29} servesc la oprirea circuitului după fiecare ciclu. Cînd *X* 1 şi *Y* 1 sînt la *1*, ieşirea G_{29} este *0*, $\bar{Q}$ III trece la *0*, blocînd bistabilul II.

Operaţiunile de mai sus se pot face şi cu cifre introduse direct din alt aparat, cum ar fi de exemplu un voltmetru digital. Se poate în acest fel mări aria de aplicabilitate a calculatorului prin legarea de un instrument oarecare de la care datele vor fi prelucrate imediat ce sînt furnizate.

Cifrele nu pot fi introduse în calculator direct în forma lor binar-zecimală. Calculatorul Felix CE-33 lucrează după un alt

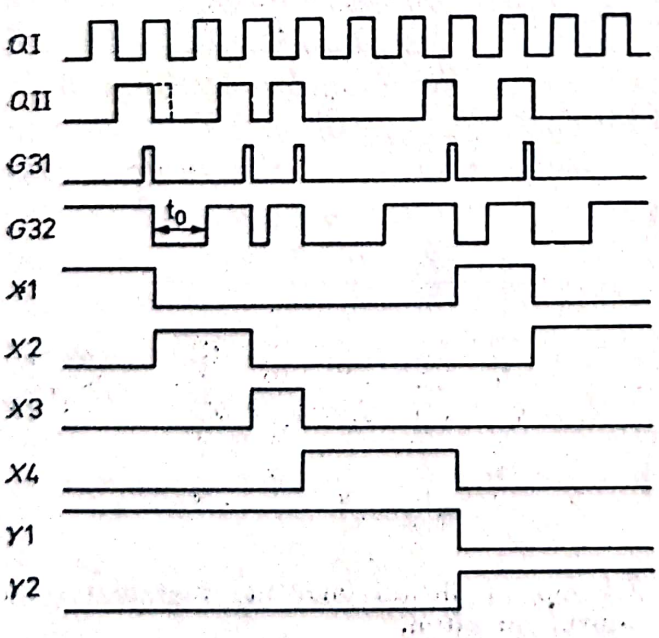


Fig. XI.46. Diagrama temporală a circuitului din figura XI.45.

Scanned with OKEN Scanner

Tabelul XI.5

Corespondența între codul binar-zecimal și codul Johnson

Număr	Binar-zecimal	Cod Johnson
	8 4 2 1	*E D C B A*
0	0 0 0 0	0 0 0 0 0
1	0 0 0 1	0 0 0 0 1
2	0 0 1 0	0 0 0 1 1
3	0 0 1 1	0 0 1 1 1
4	0 1 0 0	0 1 1 1 1
5	0 1 0 1	1 1 1 1 1
6	0 1 1 0	1 1 1 1 0
7	0 1 1 1	1 1 1 0 0
8	1 0 0 0	1 1 0 0 0
9	1 0 0 1	1 0 0 0 0

cod, denumit cod Johnson, redat în tabelul XI.5. Conversia de la sistemul binar-zecimal în cod Johnson se face cu ajutorul decodificatorului din fig. XI. 47. Şirul de porţi din stînga figurii, numerotate de la 1 la 9, constituie un decodificator binar-zecimal incomplet (lipseşte 0). Ieşirile acestui decodificator sînt combinate în restul porţilor pentru a se obţine ieşirea conform tabelului XI.5.

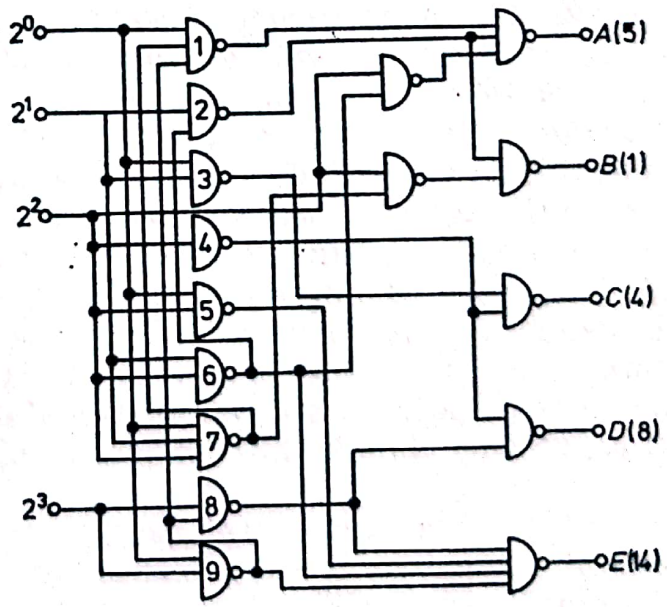


Fig. XI.47. Decodificator binar — Johnson.

BIBLIOGRAFIE

1. E. CORDOȘ și H. V. MALMSTADT, *Dual Channel Synchronous Integration Measurement System for Atomic Fluorescence Spectroscopy*, în „Analyt. Chem.", *44*, 2277 (1972).
2. J. MILMAN și H. TAUB, *Pulse, Digital and Switching Waveforms*, Mc. Graw-Hill, New York, 1965.
3. A. C. GILLIE, *Pulse and Logic Circuits*, Mc. Graw-Hill, New York, 1968.
4. H. V. MALMSTADT și C. G. ENKE, *Digital Electronics for Scientists*, W. A. Benjamin, Menlo Park, Calif., 1969.
5. R. L. MORRIS și J. R. MILLER, *Designing with TTL, Integrated Circuits*, Mc. Graw-Hill, New York, 1971.
6. H. V. MALMSTADT și C. G. ENKE, *Computer Logic*, W. A. Benjamin, Menlo Park, Calif., 1970.
7. E. CORDOȘ și H. V. MALMSTADT, *A Programmable Monochromator for Accurate High Speed Wavelength Isolation*, în „Analyt. Chem.", *45*, 425 (1972).
8. E. CORDOȘ, I. MARIAN și L. MUREȘANU, *Device for Automated Operation Programming on Felix CE-33*, în : „Studia Universitatis Babeș-Bolyai", 1975.
9. E. CORDOȘ și CĂTĂLINA DUMITRESCU : *Digital Voltmeter-Felix CE 33 Interface*, în „Studia Universitatis Babeș-Bolyai", 1975.
10. * * *, *Catalog de circuite integrate*, I.P.R.S. Băneasa, 1974.
11. * * *, *Electronic Components Condensed Catalog*, ICCE București, 1974.
12. * * *, *The Integrated Circuits Catalog*, Texas Instruments.

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul XII

OPERAȚIUNI ȘI APARATURĂ ANALOG-NUMERICĂ

În discuția referitoare la posibilitățile amplificatoarelor operaționale (capitolul V și VII) s-a arătat că acestea acoperă necesitățile legate de prelucrarea unui semnal analog. Uneori, atunci cînd operațiunile sînt mai simple și nu sînt decalate în timp, semnalul poate fi adus în forma dorită numai cu amplificatoare operaționale. De cele mai multe ori însă, operațiunile au loc în mod secvențial, și în acest caz, pe lîngă componentele analogice trebuie introduse și componente numerice. Rolul acestora din urmă constă în a contribui la trecerea semnalului analog în formă numerică, urmat apoi de prelucrarea corespunzătoare sau, în a asigura secvența propice pentru prelucrarea semnalului în domeniul analog. Aceleași circuite logice pot asigura și secvența de funcționare a aparatului care furnizează sau utilizează semnalele analogice. Aparatura mixtă analog-numerică constituie linia principală pe care se merge în automatizarea operațiunilor efectuate de chimiști în laboratoare și secții uzinale. Multe aparate complexe sînt astăzi conduse prin mini-calculatoare numerice și este neîndoielnic că numărul acestora va crește mereu. De multe ori însă, posibilitățile unui minicalculator numeric nu sînt folosite în întregime sau prețul de cost al acestuia nu este justificat în conjuncție cu un aparat oarecare și în acest caz se recurge la circuite logice specializate. Un asemenea circuit va fi evident mai economic, mai rapid și de cele mai multe ori mult mai simplu de manipulat, întrucît va cuprinde strict piesele necesare îndeplinirii unei anumite funcțiuni.

În cele ce urmează sînt expuse căile prin care un semnal analog se poate converti într-unul digital (numeric) și invers. Sînt date de asemenea o serie de exemple prin care o anumită

Scanned with OKEN Scanner

operaţiune efectuată cu amplificatoare operaţionale poate fi condusă prin intermediul unor circuite logice. Acest tip de aparatură analog-numerică poate fi construită de chimişti în funcţie de necesităţile şi tipul de problemă ce trebuie rezolvat, cu ajutorul blocurilor descrise în capitolele anterioare. Aparatul respectiv poate constitui o unitate completă care să furnizeze rezultatul dorit în forma finală sau poate fi o fază primară urmată apoi de un minicalculator sau calculator numeric.

XII.1. RELEE ŞI COMUTATOARE TEC

Una din problemele importante ale prelucrării unui semnal analogic este aceea a transmiterii acestuia, nealterat, dintr-o parte într-alta a unui circuit. Calea cea mai simplă este aceea a utilizării unor relee electromagnetice. Un asemenea releu constă din două sau mai multe contacte mecanice şi o bobină cu miez de fier. Releele cele mai simple cuprind un braţ mobil, *armătura*, pe care există un contact denumit contact mobil. Armătura este menţinută într-o poziţie de către un arc. Cînd prin bobina electromagnetului trece un curent, cîmpul magnetic format atrage armătura care îşi modifică poziţia. Releul mai are unul sau două contacte fixe. În poziţie normală, fără curent în bobină, contactul mobil de pe armătură atinge unul din contactele fixe. Cînd trece curentul prin bobină, armătura se mişcă şi contactul mobil va atinge al doilea contact fix. În fig. XII. 1 releul este reprezentat schematic în cadrul mărginit de linia întreruptă. Braţul armăturii cu contactul mobil apare la intrarea *C*. Contactul *A* face legătura cu braţul mobil atunci cînd bobina nu este activată. Acest lucru este simbolizat printr-un *0* în dreptul contactului *A*. Întrucît în mod normal

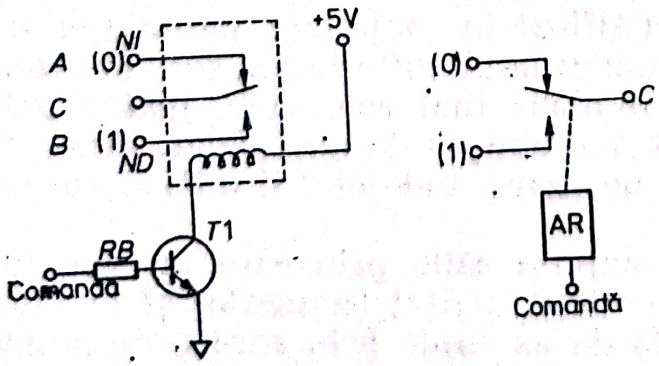


Fig. XII.1. Schema unui releu şi a amplificatorului de activare. În dreapta, simbolul releului şi al amplificatorului.

Scanned with OKEN Scanner

acest contact este închis, el este denumit *normal închis* (*NI*). Al doilea contact (*B*) va fi atins de braţul mobil numai cînd în bobină circulă curent, fapt simbolizat printr-un *1* în dreptul acestei intrări. Contactul *B* este un contact *normal deschis* (*ND*).

Releele se pot prezenta într-o formă simplificată avînd numai unul din contacte, *NI* sau *ND*, sau dimpotrivă, mai multe armături şi multiple contacte. În cele ce urmează se va apela numai la relee de tipul celor din fig. XII. 1. Activarea unui releu se poate face direct, dacă sursa activatoare poate furniza curentul necesar bobinei. Fiindcă circuitele logice sînt în general de putere mică şi nu pot face acest lucru, se introduce bobina electromagnetului într-un circuit de amplificare format dintr-un singur tranzistor. Bobina va constitui rezistenţa de sarcină din circuitul colectorului. Aplicînd un *1* (peste 2,4 V) tranzistorul intră în regim de conducţie, prin bobină trece curent şi armătura îşi schimbă poziţia, deschizînd contactul *A* şi închizînd contactul prin *B*.

Un dispozitiv de comutare, cum este şi releul, se caracterizează prin rezistenţa sa în contact deschis şi închis. Comutatorul ideal are rezistenţă infinită între contactele deschise şi rezistenţă nulă între contactele închise. Un releu electromagnetic este relativ apropiat de cel ideal în special în stare deschisă şi pentru semnale de tensiune mică. În stare închisă, rezistenţa nu este nulă, putînd fi de ordinul fracţiunilor de ohm, datorită contactelor imperfecte sau oxidate.

Un dezavantaj al releelor electromagnetice îl constituie timpul de răspuns, socotit din momentul aplicării unei tensiuni la „comandă" şi pînă în momentul stabilirii definitive a contactului. Acest timp este de ordinul zecilor de milisecunde.

În ultimul timp au apărut relee de tipul „*reed*" (în l. engleză, *reed* = trestie) în care contactele şi armătura sînt constituite din lame elastice de material feromagnetic, acoperite cu aur sau argint şi închise într-o capsulă de sticlă în atmosferă inertă. Timpul de răspuns al acestor relee este de ordinul unei milisecunde sau mai puţin. Pelicula de metal nobil şi atmosfera inertă protejează contactele de oxidare, fapt care conferă o rezistenţă de contact închis foarte scăzută. Acţionarea unui releu *reed* se face cu ajutorul unui magnet permanent sau a unei bobine înfăşurată în jurul capsulei de sticlă.

Un răspuns mult mai rapid decît releele electromagnetice îl au comutatoarele cu tranzistoare cu efect de cîmp. Piesa principală a unui astfel de comutator este un TEC cu joncţiune

Scanned with OKEN Scanner

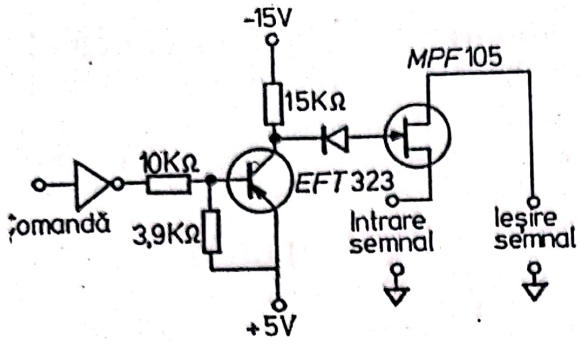


Fig. XII.2. Comutator cu TEC.

sau cu strat de oxid. Semnalul se aplică la sursă şi dacă tranzistorul conduce, el va apare la drenă. Cînd tranzistorul nu conduce, calea semnalului este blocată. Aducerea tranzistorului în stare de conducţie sau blocare se face cu ajutorul unui circuit care aplică la poarta tranzistorului o tensiune pozitivă sau negativă (fig. XII.2). Acest circuit constă dintr-un tranzistor *pnp* avînd colectorul cuplat printr-o rezistenţă de sarcină la —15 V şi emitorul la + 5 V. Semnalul de comandă nu se aplică direct, ci printr-un inversor. Aplicînd un *1*, după inversare, baza tranzistorului este la masă (la un potenţial cu 5 V mai negativ decît emitorul) şi tranzistorul *pnp* conduce. La colector vor apare + 5 V, care aplicaţi la *G* aduc tranzistorul în stare de conducţie, legînd sursa de drenă. Aplicînd la comandă un *0*, inversorul aduce baza la + 5 V şi tranzistorul *pnp* se blochează. La colector avem —15 V care blochează şi TEC, izolînd sursa de drenă. Rolul inversorului este ca la *1* la comandă să corespundă o stare de conducţie între sursă şi drenă.

După cum s-a arătat în discuţia referitoare la tranzistoarele cu efect de cîmp, acestea au o rezistenţă de ordinul zecilor de ohmi în stare de conducţie şi de ordinul miilor de megaohmi în stare de blocaj. Aceasta face ca din acest punct de vedere, comutatoarele cu TEC să fie mai departe de comutatorul ideal decît releele electromagnetice.

XII.2. CONVERSIE ANALOG LA NUMERIC (A/N) ŞI NUMERIC LA ANALOG (N/A)

Afişarea numerică a valorii unui semnal este posibilă numai în urma conversiei semnalului analog într-unul numeric. Introducerea unei informaţii de la un aparat oarecare direct într-un calculator se poate face tot numai după ce a avut loc conversia analog-numerică.

Scanned with OKEN Scanner

Procesul de conversie poate implica trecerea prin mai multe domenii de date. Cele mai des utilizate procedee sînt analog-frecvenţă-numeric şi analog-intervale de timp-numeric.

Un conversor tensiune-frecvenţă, şi de aici mai departe în domeniul numeric, este prezentat în fig. XII.3. Tensiunea de măsurat se integrează cu ajutorul integratorului A.O.1, după care se aplică unui comparator. În momentul în care tensiunea integrată ajunge la valoarea tensiunii de referinţă V_R, ieşirea comparatorului îşi schimbă brusc starea, activînd un generator de pulsuri. Acesta poate să fie un monostabil care aplică la intrarea integratorului un puls negativ, de o durată bine stabilită, care descarcă total condensatorul C, readucînd ieşirea comparatorului la nivelul iniţial. Operaţia este reluată de fiecare dată la ieşirea comparatorului apărînd cîte un puls. Cu cît tensiunea de măsurat este mai mare, cu atît C se încarcă mai repede şi comparatorul îşi schimbă starea mai des. Cu alte cuvinte, frecvenţa pulsurilor generate de comparator este direct proporţională cu tensiunea de măsurat V_n. Măsurînd frecvenţa acestor pulsuri cu un dispozitiv de numărare (vezi fig. XI. 34) se obţine un număr proporţional cu tensiunea. Ajustînd C, R_{in} şi V_R se poate aduce factorul de proporţionalitate la valoarea 1, astfel că numărul afişat va reprezenta chiar tensiunea.

Conversorul A/N cu rampă (fig. XII. 4) face iniţial o conversie tensiune-interval de timp. Tensiunea de măsurat este aplicată de această dată direct comparatorului A.O.2. La cealaltă intrare a comparatorului este aplicată o tensiune crescîndă (rampă) generată de un integrator ce are aplicată la intrare o tensiune constantă. Un circuit logic de control menţine condensatorul C scurtcircuitat, blocînd în acest fel generarea rampei. Cînd acest circuit de control deschide integratorul şi rampa este generată, se deschide şi poarta de la

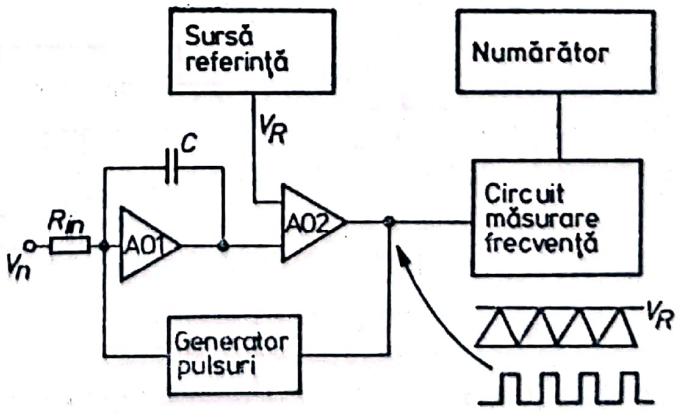


Fig. XII.3. Schema unui voltmetru digital cu conversor tensiune-frecvenţă.

Scanned with OKEN Scanner

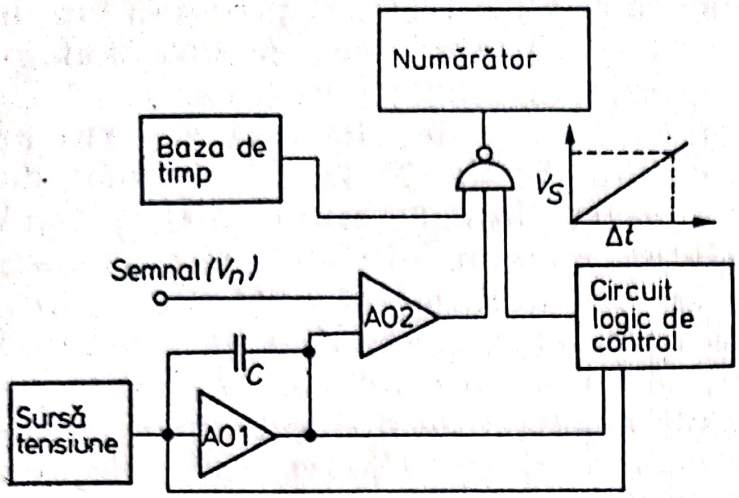


Fig. XII.4. Schema unui conversor analog-numeric cu rampă.

intrarea numărătorului, către care vor trece astfel pulsuri de la baza de timp. Această poartă rămîne deschisă pînă cînd tensiunea rampei egalează tensiunea de măsurat (V_n). În acest moment comparatorul îşi schimbă starea şi închide poarta. Intervalul de timp în care poarta a stat deschisă (Δt) este cu atît mai mare cu cît tensiunea V_n a fost mai mare. Cum numărul de pulsuri ce au trecut prin poarta deschisă este proporţional cu Δt rezultă că numărul afişat de numărător este proporţional cu tensiunea V_n. Ajustînd şi aici caracteristicile integratorului se poate obţine ca numărul acesta să reprezinte chiar tensiunea.

Conversorul cu rampă nu oferă o precizie prea mare şi de aceea multe conversoare folosesc sistemul denumit *conversor cu pantă dublă*. În acest sistem atît semnalul de măsurat (V_n) cît şi cel de referinţă se aplică direct integratorului A.O.1 (fig. XII.5), printr-un comutator TEC figurat, pentru a facilita înţelegerea, ca un releu obişnuit. Principiul de funcţionare este redat în fig. XII.6. Semnalul V_n este aplicat integratorului un timp fix ($T_1 - T_0$), ieşirea acestuia ajungînd la o tensiune oarecare, cu atît mai ridicată cu cît semnalul V_n a fost mai mare.

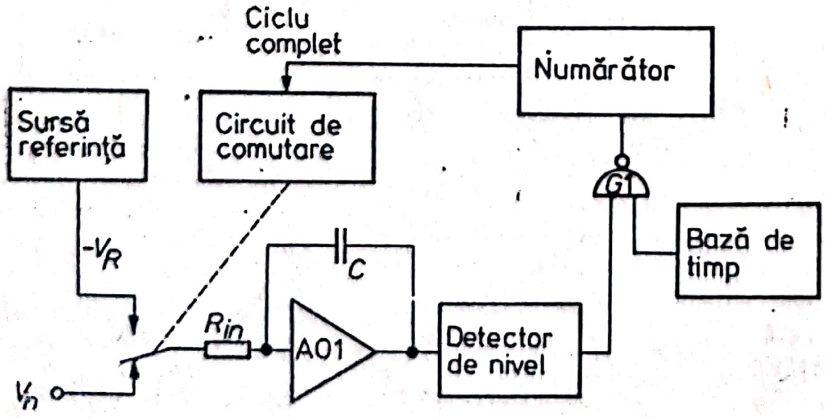


Fig. XII.5. Schema unui conversor analog-numeric cu pantă dublă.

Scanned with OKEN Scanner

Scanned with OKEN Scanner

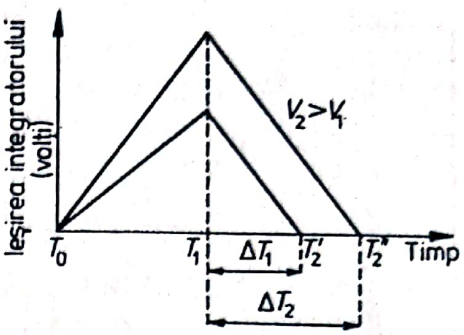


Fig. XII.6. Conversia $V - \Delta t$ în convertorul cu pantă dublă.

Apoi integratorul se descarcă aplicînd o tensiune negativă $-V_R$. Cum această tensiune este constantă, timpul de descărcare va fi cu atît mai lung cu cît condensatorul C a fost la o tensiune mai ridicată la timpul T_1. Rezultă că intervalele de timp Δt sînt proporţionale cu tensiunea V_n. Dacă acest interval de timp este utilizat la deschiderea porţii G, numărătorul va număra multe pulsuri la tensiuni mari şi mai puţin la tensiuni mici.

Circuitul de conversie cu pantă dublă utilizează tot numărătorul pentru obţinerea timpului iniţial de încărcare a integratorului ($T_1 - T_0$). În momentul în care începe integrarea tensiunii V_n, detectorul de nivel deschide poarta G_1. Pulsurile pătrund în numărător care începe să numere pînă la capacitatea sa completă. Avînd spre exemplu un numărător cu 4 decade, acesta va număra pînă la 9999, următorul puls aducînd numărătorul la 0000. Fiindcă baza de timp are frecvenţa constantă, cele 10 000 de pulsuri reprezintă un timp constant. În acest moment (T_1) numărătorul activează circuitul de comutare care va conecta $-V_R$ la integrator şi îl va descărca. În momentul cînd ieşirea acestuia a ajuns la 0, detectorul de nivel va închide poarta. Întrucît în momentul T_1 numărătorul era la 0, numărul afişat în momentul închiderii porţii corespunde pulsurilor ce au trecut în intervalul de timp Δt.

Conversia numeric-analog este ceva mai simplă, necesitînd un singur amplificator operaţional (fig. XII.7). La intrare sînt conectaţi o serie de rezistori de precizie, grupaţi în decade. Raportul rezistenţelor într-o decadă este 8 : 4 : 2 : 1. Fiecare rezistor este conectat printr-un comutator la o sursă V_R. Comutatoarele sînt acţionate de ieşirile binar-zecimale ale numărătorului. Fiecare decadă a acestui numărător poate cupla sursa la rezistenţele din decada corespunzătoare. Dacă, de exemplu,

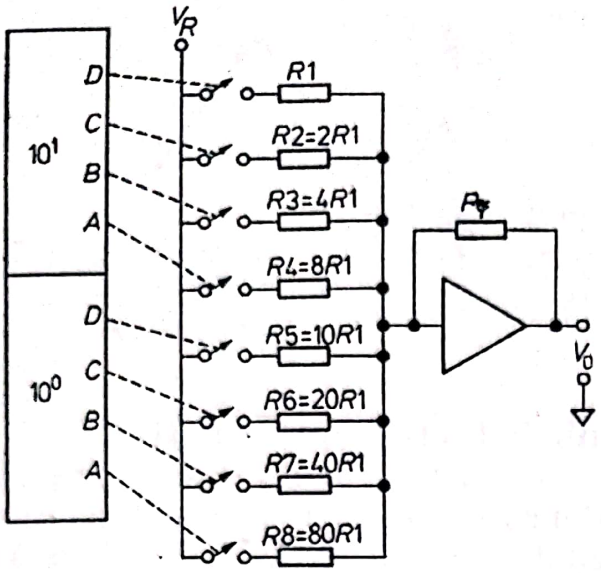


Fig. XII. 7. Conversor numeric-analog paralel.

numărul de convertit este 23, atunci vor fi cuplate la sursă rezistențele R_3, R_7 și R_8 iar tensiunea amplificatorului va fi :

$$V_0 = V_R\, R_f \left(\frac{1}{4R_i} + \frac{1}{40R_i} + \frac{1}{80R_i}\right) = V_R \frac{R_f}{R_i}\left(\frac{1}{4} + \frac{1}{40} + \frac{1}{80}\right) =$$

$$= 2{,}875 V_R \frac{R_f}{R_i}. \qquad \text{(XII.1.)}$$

V_0 este proporțională cu numărul de la intrare. Pentru a demonstra acest lucru vom lua numărul dublu, 46. În acest caz, vor fi cuplate rezistențele R_2, R_6 și R_7 iar tensiunea de ieșire va fi :

$$V_0 = R_f \frac{V_R}{R_i}\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{20} + \frac{1}{40}\right) = 5{,}750\, V_R \frac{R_f}{R_i}, \qquad \text{(XII.2.)}$$

adică exact de două ori cît a fost în cazul precedent. V_R, R_f și R_i se aleg astfel încît V_0 să aibă valoarea cea mai convenabilă pentru experimentator.

XII.3. MĂSURĂTORI PRIN INTEGRARE

Semnalele generate de traductorii ce urmăresc procese chimice sau fizice sînt însoțite de „zgomote", adică de semnale parazite suprapuse peste semnalul de interes. Zgomotul își

Scanned with OKEN Scanner

poate avea originea în sistemul de urmărit, în aparatura de măsură, sau într-amîndouă. Întrucît este un factor nedorit, micşorînd precizia determinărilor sau făcîndu-le uneori imposibile, zgomotul se cere uneori înlăturat sau filtrat, separîndu-l de semnalul iniţial. Una din căile de micşorare a efectului zgomotului asupra preciziei determinărilor constă în a integra semnalul înainte de a-l măsura. Zgomotul are un caracter statistic, media lui pe un interval de timp mai lung fiind 0. Integrarea reprezintă o operaţie de mediere. Integrînd de exemplu o undă sinusoidală, aria alternanţelor negative este egală cu a celor pozitive, iar integrarea finală pe un număr întreg de perioade va fi 0. Considerînd un semnal şi un zgomot suprapus, integrala acestuia din urmă va fi 0. Tensiunea de ieşire a integratorului va reprezenta numai valoarea medie a semnalului. Condiţia ca această „netezire" a semnalului să se facă cît mai bine, este ca intervalul de integrare să fie cît mai lung posibil. Pe de altă parte, din relaţia între tensiunea de ieşire (V_0) şi cea de intrare (V_{in}) a integratorului :

$$V_0 = \frac{1}{RC} \int_0^t V_{in}\, dt$$

se poate uşor vedea că factorul timp contribuie şi el la amplificare. Precizia cu care se controlează timpul de integrare este decisivă asupra preciziei rezultatului final. De aceea, pentru a fi cu adevărat util, un integrator trebuie cuplat cu un circuit de timp corespunzător. În fig. XII.8 este redat un circuit de integrare pentru măsurarea intensităţii radiaţiilor spectrale emise de o flacără. Ca sursă de radiaţie, flacăra face parte din sursele cel mai mult afectate de zgomot. De aceea liniile spectrale de joasă intensitate pot fi măsurate precis numai prin integrare.

Partea analogă este compusă din două amplificatoare operaţionale. Primul preia curenul de la fotomultiplicator (*FM*) şi îl converteşte într-o tensiune. Cel de al doilea este un integrator. Funcţionarea acestuia este controlată de două relee, *Rl* 1 şi *Rl* 2. Închiderea lui *Rl* 1 face ca semnalul să fie aplicat integratorului. Închiderea releului *Rl* 2 duce la scurtcircuitarea condensatorului *C* prin *R*3 şi la blocarea integratorului. Secvenţa de funcţionare este foarte simplă. Se închide întîi *Rl* 2, ceea ce face ca ieşirea integratorului să treacă la *0*. În acest fel vechea valoare, integrată anterior, este ştearsă. Se deschide *Rl* 2 pentru a permite integratorului să funcţioneze. Se închide

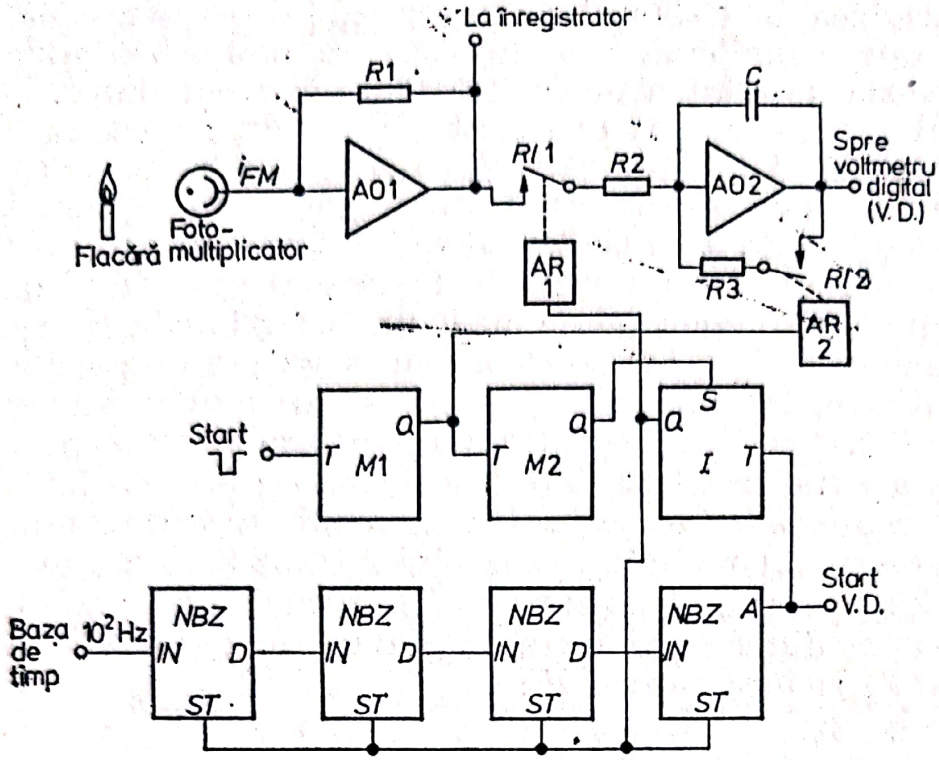


Fig. XII.8. Schema circuitului analog şi numeric pentru integrarea curenţilor.

Rl 1, aplicînd semnalul de integrat. După trecerea timpului de integrare, *Rl* 1 se deschide. Valoarea integrată poate fi citită la ieşirea lui *A.O.2.*

Această secvenţă de operaţii este asigurată de un circuit logic format dintr-o bază de timp, patru numărătoare zecimale, două monostabile şi un bistabil. Baza de timp şi numărătorul asigură timpul de integrare. La un puls de start monostabilul *M*1 îşi schimbă starea închizînd releul *Rl* 2, şi ştergînd vechiul rezultat. Revenind la *0*, *M*1 acţionează monostabilul *M*2 care după un foarte scurt interval de timp va aplica un puls la *SI* aducînd *Q* I la *1*. Aceasta duce la închiderea lui *Rl* 1 şi în acelaşi timp la deblocarea numărătorului. După un anumit număr de pulsuri, ultimul etaj al numărătorului trimite un puls la *T* al bistabilului aducînd *Q* I la *0* şi prin aceasta releul *Rl* 1 se deschide şi numărătorul se blochează. Timpul de integrare se poate selecta alegînd pentru oprire o ieşire convenabilă a numărătorului. În circuitul reprezentat în fig. XII.8 s-a ales ieşirea *A* a ultimei decade. Un puls la această ieşire apare după două mii pulsuri. Dacă baza de timp generează pulsuri cu perioade de 0,01s, timpul de integrare va fi 20 s, măsurat cu o precizie de 0,01 s. Cu un numărător cu 4 decade se pot selecta timpi de integrare de la 0,02 s la 100 s.

Scanned with OKEN Scanner

XII.4. MĂSURAREA VITEZEI DE REACŢIE

Viteza de reacţie v se defineşte astfel :

$$V = \frac{dc}{dt}, \qquad \text{(XII.3.)}$$

unde c este concentraţia şi t este timpul. Dacă concentraţia este urmărită cu ajutorul unui traductor care dă un semnal S proporţional cu aceasta :

$$S = k \cdot c, \qquad \text{(XII.4.)}$$

atunci viteza de reacţie va fi dată de :

$$v = k' \cdot \frac{ds}{dt}. \qquad \text{(XII.5.)}$$

Determinarea vitezei de reacţie este posibilă prin determinarea pantei dS/dt a semnalului generat de traductor. Operaţia se poate face manual, după înregistrarea curbei de reacţie, sau direct cu aparate special destinate acestui scop. Acestea din urmă se utilizează îndeosebi în cazul analizelor de rutină sau pentru a furniza date care urmează a fi prelucrate de calculatoare. La prima vedere, cea mai simplă soluţie ar consta în utilizarea unui amplificator operaţional montat ca diferenţiator, dar ca şi în alte cazuri şi aici semnalul poate fi însoţit de zgomot. Utilizarea unor simple diferenţiatoare nu face decît să amplifice şi mai mult acest zgomot. Din acest motiv este preferată o metodă prin integrare al cărei principiu este redat în fig. XII.9.

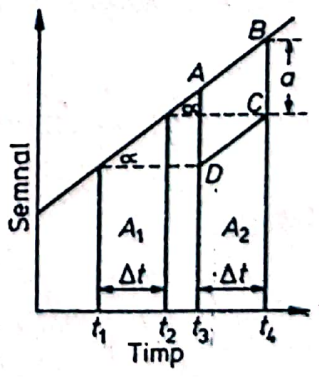


Fig. XII.9. Principiul măsurării fantei unui semnal prin metoda integrării şi scăderii.

Să presupunem că se ia o porțiune suficient de îngustă a unei curbe de reacție astfel încît aceasta să poată fi considerată o dreaptă. Integrînd semnalul pe două intervale de timp egale Δt, între t_1 și t_2, t_3, t_4, se obțin două arii A_1 și A_2. Diferența între aceste arii este dată de paralelogramul $ABCD$. Această diferență este :

$$\Delta A = A_2 - A_1 = \Delta t \cdot a. \qquad \text{(XII.6.)}$$

Panta semnalului, tg α, va fi dată de :

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{a}{\Delta t + (t_3 - t_2)}. \qquad \text{(XII.7.)}$$

Substituind valoarea lui a din prima ecuație XII.6 în XII.7 obținem :

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{\Delta A}{\Delta t^2 + \Delta t\,(t_3 - t_2)}. \qquad \text{(XII.8.)}$$

Intervalele de timp de la numitor sînt constante așa că panta semnalului proporțională cu viteza de reacție va fi mai departe proporțională cu ΔA.

Operațiunea de determinare a diferenței ΔA poate fi efectuată cu ajutorul a două tipuri de circuite. Primul (fig. XII.10) constă din două amplificatoare operaționale montate ca integratori. Semnalul este aplicat întîi la $A.O.1$ pe intervalul de timp Δt. După acest interval de timp ieșirea primului amplificator va fi proporțională cu A_1. Apoi, prin releul Rl 2 semnalul va fi aplicat celui de al doilea amplificator tot pe un timp Δt, ieșirea

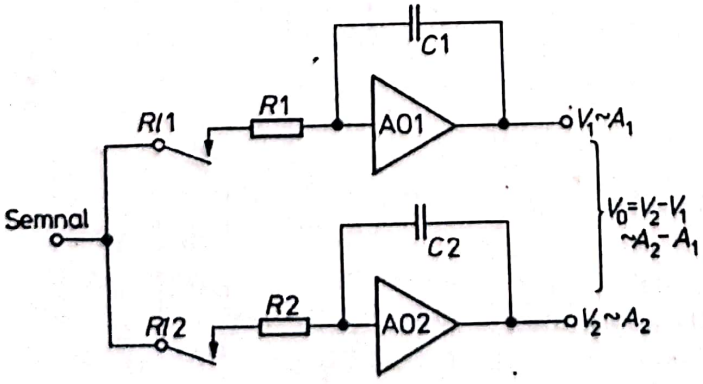


Fig. XII.10. Circuit de măsurare a pantei semnalului, cu două integratoare.

acestuia fiind proporţională cu A_2. Diferenţa de tensiune între ieşirile celor 2 amplificatoare va fi proporţională cu diferenţa $A_2 - A_1$, respectiv cu panta semnalului.

Circuitul din fig. XII.10 are ieşirea flotantă şi pentru măsurarea diferenţei de tensiune V_0, este necesar un aparat de măsură cu intrare flotantă, adică fără ca una din borne să fie legată la masă. În general, acest tip de circuite nu sînt suficient de stabile şi de aceea se preferă montajul din fig. XII.11, care are una din bornele de ieşire la masă. Se utilizează tot două amplificatoare însă numai unul este integrator, celălalt fiind un inversor cu amplificare 1. Prin releul 1 semnalul se integrează pe primul interval de timp. Apoi, prin *Rl* 2, va fi integrat semnalul cu semn schimbat. Dacă în cursul primului interval de timp condensatorul s-a încărcat la o tensiune ce reprezintă A_1, în timpul celui de al doilea, el se va descărca cu o tensiune ce reprezintă A_2. Tensiunea finală a integratorului este astfel proporţională cu diferenţa $A_2 - A_1$.

În fig. XII.12 este redată schema completă a unui dispozitiv de măsurare a vitezei de reacţie utilizînd sistemul cu un integrator şi un inversor. Circuitul dispune de 4 relee. *Rl* 1 conectează semnalul provenit de la un traductor oarecare la sistem, numai în intervalul de timp Δt. Releele *Rl* 2 şi *Rl* 3 trimit acest semnal fie la integrator, fie la inversor. *Rl* 4 scurtcircuitează condensatorul integratorului, ştergînd vechiul rezultat înaintea unei noi determinări. Funcţionarea circuitului logic poate fi mai uşor urmărită pe fig. XII.13. Bistabilele I—IV formează un numărător binar. Ultimul bistabil, prin poarta *G*, blochează drumul pulsurilor de la baza de timp spre intrarea numărătorului. Un puls de start, de la monostabilul *M*, va aduce Q_{IV} la *1*. Totuşi poarta rămîne încă închisă dat fiind că de această dată QM este la *0*. Timpul în care monostabilul *M* este în această stare, este un timp de întîrziere care are două destinaţii. Prima este de a asigura un timp necesar ames-

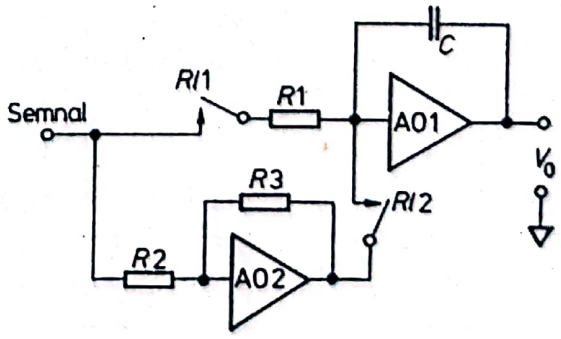


Fig. XII.11. Circuit de măsurare a pantei semnalului cu un singur integrator şi cu inversor.

Scanned with OKEN Scanner

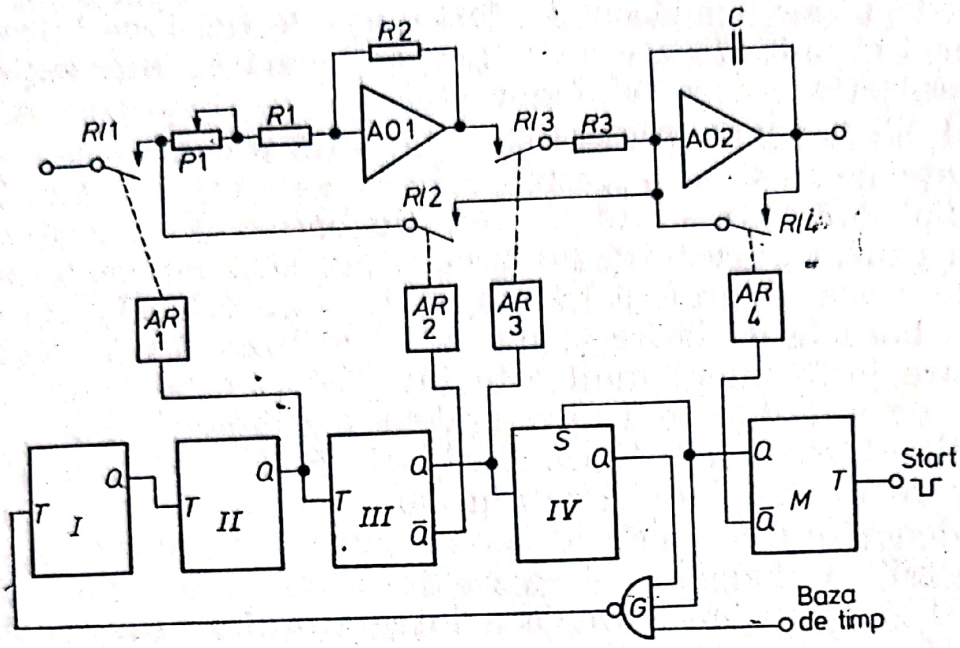


Fig. XII.12. Schema completă a unui circuit de măsurare a vitezei de reacție.

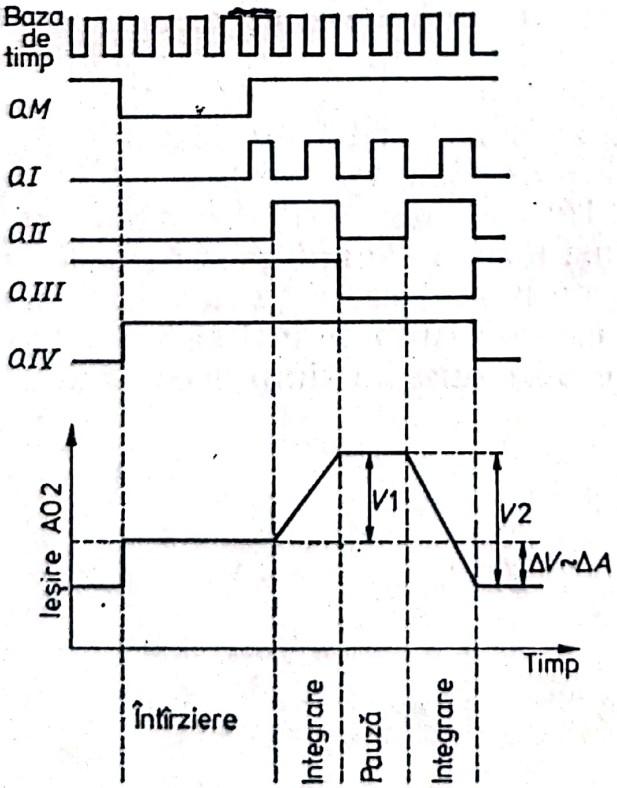


Fig. XII.13. Diagrama temporală a circuitului logic și tensiunea de ieșire a integratorului din figura XII.12.

Scanned with OKEN Scanner

tecării reactanţilor, sau scurgerea unor perioade de amorsare a reacţiilor ce se urmăresc. A doua constă în a închide releul *Rl* 4, ştergînd rezultatul anterior. Cînd timpul de întîrziere a trecut, *QM* revine la *1*, poarta *G* se deschide şi numărătorul începe să numere. Cele două perioade în care *Q* II este la *1* sînt utilizate pentru acţionarea lui *Rl* 1, asigurînd astfel timpul de integrare Δt. Ieşirile complementare ale bistabilului III vor comuta releele *Rl* 2 şi *Rl* 3 după trecerea primei perioade de integrare. Cînd a trecut şi cea de a doua perioadă de integrare, *Q* IV trece la *1*, închizînd poarta *G*. În partea de jos a fig. XII.13 se poate urmări mersul operaţiunilor prin intermediul tensiunii de ieşire a integratorului.

XII.5. MĂSURĂTORI PE DOUĂ CANALE. ABSORBŢIE ŞI FLUORESCENŢĂ ATOMICĂ

Majoritatea măsurătorilor în cadrul metodelor de investigaţie fizico-chimică implică comparaţia unei probe cu a unui standard sau martor. Aceasta se face cu scopul de a elimina contribuţia pe care o aduc alte componente decît cel de determinat la valoarea totală a semnalului de traductor. Un exemplu des întîlnit îl constituie măsurătorile spectrofotometrice, în care absorbanţa sau transmitanţa unei probe se determină faţă de o probă-martor, un *„blank"*. Proba şi martorul sînt introduse în cuve separate. Acestea se aşază în spectrofotometru în faţa a două fluxuri de lumină identice, aparatul măsurînd apoi intensitatea unui flux faţă de celălalt, după trecerea lor prin cuve. Completul optic şi electronic care aduce informaţia de la una din componente (proba sau martorul) constituie un canal. În cazul de mai sus, canalul este materializat prin fluxul luminos, cuva, traductorul şi circuitul electric aferent. Cele două canale nu trebuie neapărat să fie separate în întregime din punct de vedere fizic. În acest caz separarea temporară este suficientă pe porţiunile unde nu există separare fizică. Un spectrofotometru poate avea un singur fascicul optic şi un singur traductor. Cele două cuve se introduc alternativ în faţa fasciculului luminos. Informaţia din cele două situaţii este însă decalată în timp (o dată este furnizată de probă şi o dată de martor) şi poate fi prelucrată de un dispozitiv adecvat, sincronizat cu mişcarea

Scanned with OKEN Scanner

cuvelor. În acest caz dispozitivul lucrează în realitate pe două canale.

Un sistem de prelucrare a informaţiei pe două canale util în determinări în absorbţie şi fluorescenţă atomică poate fi construit din componente analoge şi numerice. Rolul canalelor ar fi, în acest caz, de a da posibilitatea scăderii fondului trimis de flacără din semnalul de absorbţie sau fluorescenţă, provenit din aceeaşi flacără. În acest caz, sursa de radiaţie, lampa cu catod cavitar, *LCC*, nu se operează continuu, ci intermitent, în trenuri de pulsuri scurte. Principiul măsurătorii este ilustrat în fig. XII.14 pentru fluorescenţă atomică. O flacără aşezată în faţa unui sistem de fotodetecţie (monocromator urmat de un fotomultiplicator) este iradiată cu un puls luminos de către o lampă aşezată în unghi drept faţă de flacără. Către monocromator se vor îndrepta numai radiaţia produsă de flacără şi cea de fluorescenţă rezultată prin iradiere. Urmărind curentul dat de fotomultiplicator, dacă în flacără există o specie de atomi ce devine fluorescentă prin iradiere, atunci la fiecare puls al lămpii, semnalul creşte brusc. Ceea ce trebuie să măsoare sistemul în cauză este valoarea acestui semnal, care se ridică peste cea a fondului generat de flacără. În acest sens, în timpul funcţionării lămpii, semnalul şi fondul se integrează într-un interval de timp Δt. Între cele două pulsuri se integrează fondul flăcării. Cele două valori se scad, aşa că ceea ce rămîne este valoarea semnalului. Operaţia se repetă pentru fiecare puls în parte. Sistemul funcţionează după aceleaşi principii şi pentru absorbţie atomică.

O măsurătoare completă implică însă şi alte operaţii decît cele expuse mai sus. Trebuie în primul rînd asigurată o sincronizare a lămpii ce iradiază flacăra cu sistemul de măsură, numă-

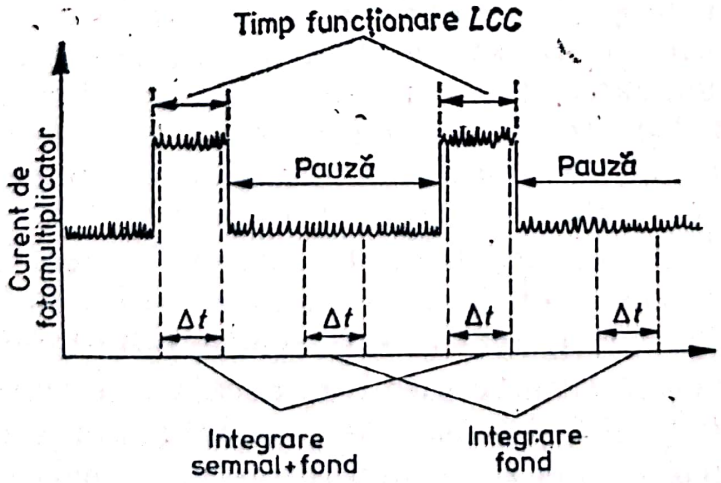


Fig. XII.14. Schema perioadelor de integrare în măsurarea semnalului de fluorescenţă atomică.

Scanned with OKEN Scanner

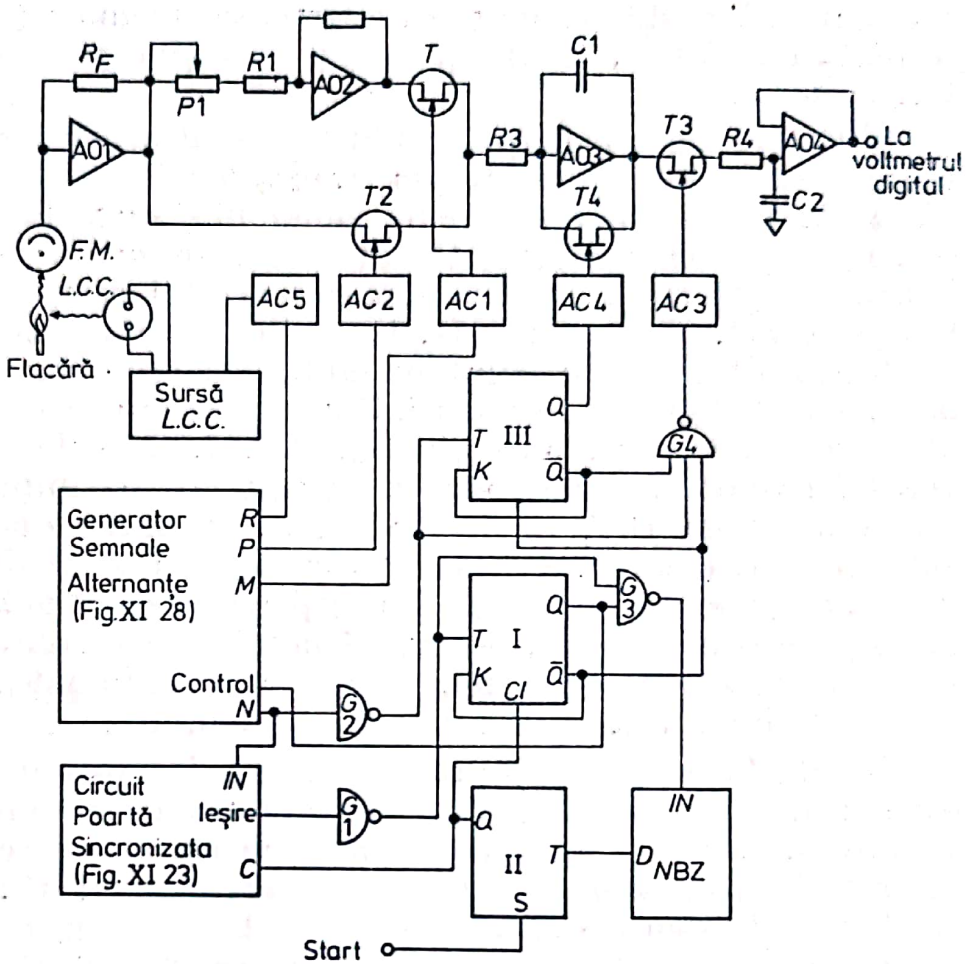


Fig. XII.15. Schema circuitului de măsurare a semnalului integrat de fluorescenţă atomică cu scăderea automată a fondului.

rul de pulsuri trebuie să fie întotdeauna acelaşi, iar rezultatul obţinut urmează a fi memorat în vederea afişării. Circuitul care efectuează toate aceste operaţii este redat în fig. XII.15.

Partea analogică constă din patru amplificatoare operaţionale. Primul, *A.O.*1, este un condiţionator de semnale şi converteşte curentul de fotomultiplicator într-o tensiune. Celelalte două amplificatoare *A.O.*2 şi *A.O.*3 formează un sistem similar cu acela prezentat la măsurarea vitezei de reacţie. *A.O.*3 poate integra semnalul direct, conectat prin T_2, sau inversat de către *A.O.*2 şi conectat prin T_1. În timp ce lampa funcţionează, se integrează semnalul plus fondul, iar cînd lampa nu iradiază, se integrează fondul cu semn schimbat. Operaţia se repetă pentru un număr de pulsuri, pentru fiecare puls fiind asigurată o perioadă de scădere a fondului. Tensiunea de ieşire finală a integratorului va reprezenta suma semnalelor pentru toate

Scanned with OKEN Scanner

pulsurile. Această valoare este trecută memoriei analogice formată din A.O.4, R_4 şi C_2, care o va reţine pînă la măsurătoarea următoare.

Circuitul logic asigură închiderea şi deschiderea comutatoarelor electronice formate din tranzistoarele cu efect de cîmp T_1 la T_4. Totodată acest circuit comandă şi sursa de alimentare a lămpii care este controlată tot prin intermediul unui TEC. Schema şi principiul de funcţionare a acestei surse a fost redat în figura VII. 32. În fig. XII. 15 mai există două circuite care au fost prezentate în capitolul anterior, aşa că, de această dată, ele sînt figurate ca blocuri. Unul este circuitul de generare a unor semnale alternante din fig. XI.27. Ieşirile P şi R ale acestui circuit sînt sincrone cu menţiunea că impulsul la P este scurtat cu 10% la fiecare capăt. Pulsurile de la R vor acţiona lampa, iar cele de la P vor permite semnalului să fie integrat numai pe porţiunea din mijloc a acestor pulsuri. Între două pulsuri ale lămpii, ieşirea M permite semnalului inversat să fie integrat, în acest fel, fondul fiind automat scăzut din valoarea integrată a semnalului + fondului.

Circuitul format din bistabilele I, II şi III precum şi numărătorul N.B.Z. asigură numărul constant de pulsuri de funcţionare al lămpii, trecerea informaţiei în memorie şi ştergerea vechii informaţii prin scurtcircuitarea condensatorului C_1. Pulsurile la ieşirea N, identice cu cele generate la R, sînt trecute printr-un circuit poartă sincronizată (vezi fig. XI.22) către bistabilul I. Ieşirea Q a acestui bistabil se află la 0, blocînd poarta G_3. Poarta sincronizată se deschide numai în urma unui puls de start la S II care aduce Q II la 1. Primul puls ce trece prin G_1 la T I va aduce Q I la 1 şi Q II la 0. În acest fel G_3 se deschide şi bistabilul I se blochează : Pulsurile vor trece prin G_3 la N.B.Z., care le va număra, iar după al zecelea puls va schimba starea bistabilului II, Q II trecînd la 0. Aceasta duce la blocarea circuitului poartă şi în acelaşi timp, printr-un impuls la Cl I la deblocarea bistabilului I, respectiv închiderea porţii G_3. Totodată Q I va bloca şi pulsurile ce se trimit lămpii prin intermediul intrării CONTROL. Întreg sistemul se opreşte, pînă la introducerea unui nou puls la START.

Condensatorul C este controlat, prin intermediul comutatorului T_4, către Q III. În momentul cînd poarta G_3 se deschide (Q I la 1), Q III trece la 0. Revenirea la 1, deci scurtcircuitarea lui C are loc numai la primul puls aplicat la T III după revenirea lui Q I la 1, deci după deblocarea bistabilului III (vezi

Scanned with OKEN Scanner

Fig. XII.16. Diagrama temporală a circuitului din fig. XII.15.

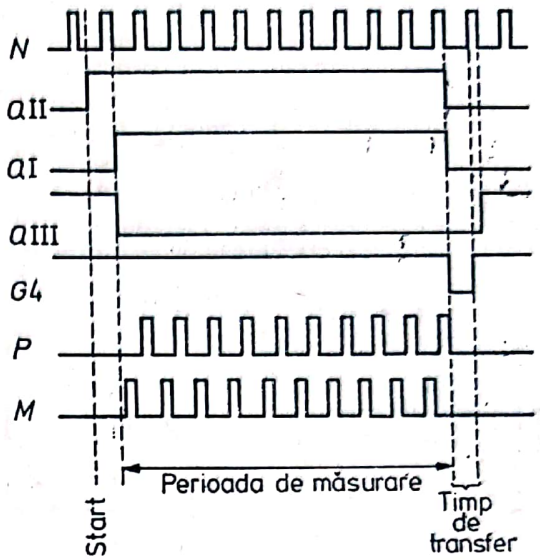


fig. XII.16). O combinaţie la poarta G_4 între Q I, Q III şi G_2 asigură un puls scurt, după încheierea integrării şi înaintea scurtcircuitării lui. C, care închide T_3, transformînd tensiunea la ieşirea lui $A.O.3$ în memoria analogică.

Modul de lucru poate fi urmărit în fig. XII.17, care redă mersul tensiunii de ieşire a integratorului după fiecare puls. Porţiunile ascendente corespund integrării semnalului + fond iar cele descendente integrării cu sens schimbat. Porţiunea orizontală din dreapta sus este utilizată pentru transferul informaţiei în memorie şi afişaj.

XII.6. DERIVAREA SEMNALELOR SPECTRALE DE JOASĂ INTENSITATE

O metodă de eliminare a influenţei unui fond înalt este derivarea. Considerînd o linie spectrală pe un fond înalt, derivata întîia a acesteia va fi un semnal ce variază în jurul valorii

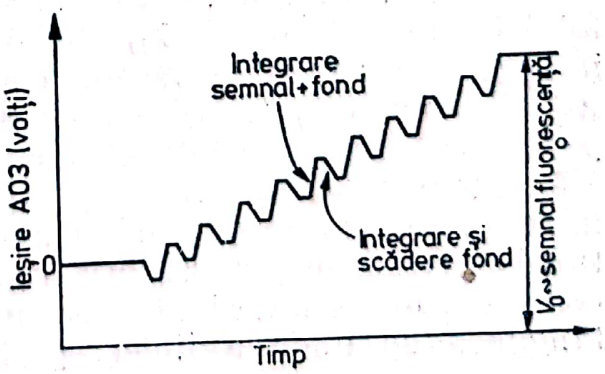


Fig. XII.17. Ieşirea integratorului din fig. XII.15.

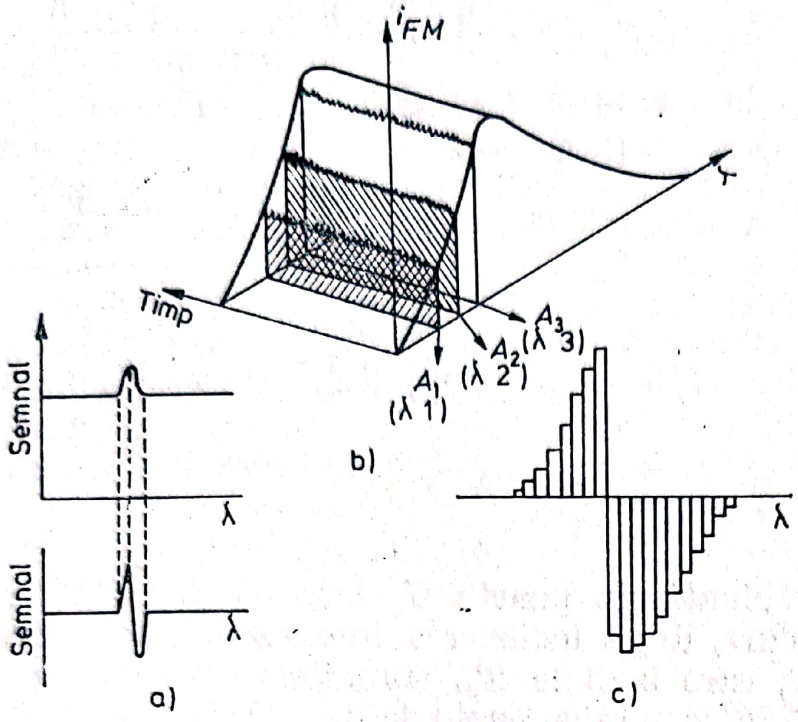


Fig. XII.18. Derivarea prin integrare şi scădere. a) o linie spectrală de joasă intensitate pe un fond înalt şi derivata de ordinul întîi (forma ideală); b) împărţirea liniei spectrale pe arii obţinute prin integrarea în timp a semnalului de fotomultiplicator. (i_{FM}); c) derivata prin integrare şi scădere.

de 0 (fig. XII. 18 a). Aceasta permite detectarea liniilor spectrale de joasă intensitate care sînt mult mai mici decît fondul spectral pe care apar. O problemă o pune însă zgomotul care provoacă uneori variaţii ale fondului de aceeaşi mărime cu linia spectrală în cauză. Într-un astfel de caz, linia respectivă este îngropată în zgomot, uneori fiind imposibil de distins de acesta la prima vedere. „Dezgroparea" unei linii spectrale de joasă intensitate dintr-un fond înalt acompaniat de zgomot se poate face utilizînd simultan avantajele integrării şi ale derivării. Principiul este următorul : Semnalul optic se integrează în timp la o anumită lungime de undă, λ_1, obţinîndu-se aria A_1. Apoi se face o integrare la o lungime de undă apropiată λ_2, obţinîndu-se aria A_2. Se continuă, la un număr suficient de lungimi de undă pentru ca linia spectrală să fie în întregime acoperită. Se fac diferenţele $A_2 - A_1$, $A_3 - A_2$, $A_4 - A_3$ ş.a.m.d. şi se reprezintă în funcţie de λ. Se obţine o curbă în trepte care urmează conturul derivatei de ordinul întîi (fig. XII.18 c). Chiar dacă nu este continuă, această derivată conţine toate informaţiile necesare ; lungimea de undă a liniei spectrale şi intensitatea acesteia.

Scanned with OKEN Scanner

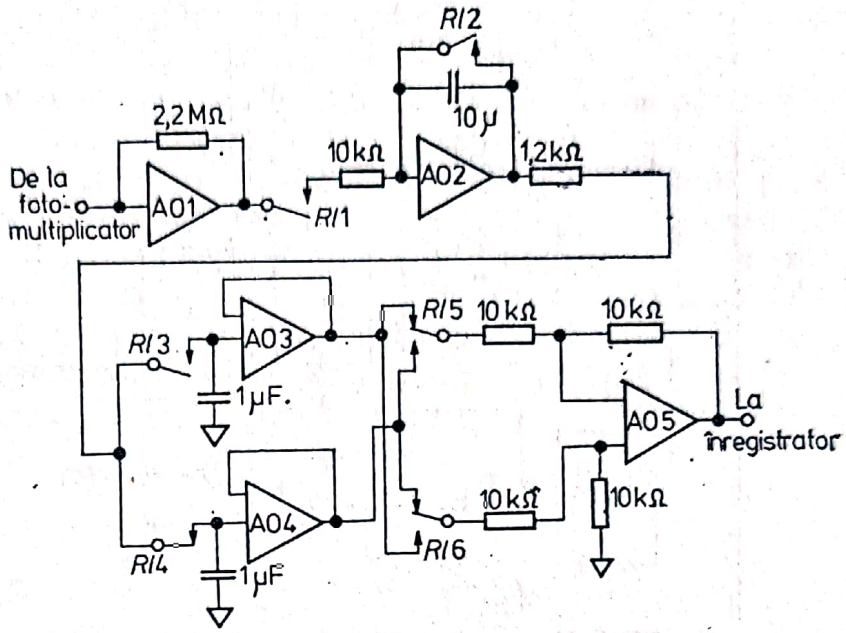


Fig. XII.19. Circuitul analog pentru obținerea derivatei întîi prin integrare și scădere.

Avantajul principal al sistemului constă în aceea că elimină efectul zgomotului, al fondului înalt și permite evidențierea chiar a liniilor foarte puțin intense.

Circuitul analog din fig.XII.19 efectuează operațiile de integrare și diferențiere. Semnalul este condiționat de A.O.1 și integrat de A.O.2. Tensiunea obținută după o integrare este memorată în A.O.3, apoi tensiunea obținută la următoarea integrare se memorează în A.O.4. Aceasta se realizează prin închiderea alternativă a releelor *Rl*3 și *Rl*4. Timpul de integrare se controlează prin închiderea releului *Rl*1. Releul *Rl*2 scurtcircuitează condensatorul după fiecare integrare, imediat ce rezultatul respectiv a fost memorat. Amplificatorul A.O.5 efectuează diferența dintre o arie și cea dinaintea ei. Releele *Rl*5 și *Rl*6 schimbă după fiecare integrare conexiunea dintre memorii și A.O.5, așa că fiecare arie este o dată descăzut și o dată scăzător. Circuitul funcționează ca un sistem cu dublu canal în care canalele își schimbă locul alternativ. Ca și în circuitele precedente, funcționarea releelor este asigurată de un circuit logic. Schema acestuia și diagrama temporală sînt date în fig. XII.20 și XII.21.

Circuitele bistabile I, III și IV și numărătorul N.B.Z. 1 efectuează aceleași operații ca și bistabilele I, II, III, și numărătorul N.B.Z. din fig. XII.15. Acesta înseamnă generarea unui

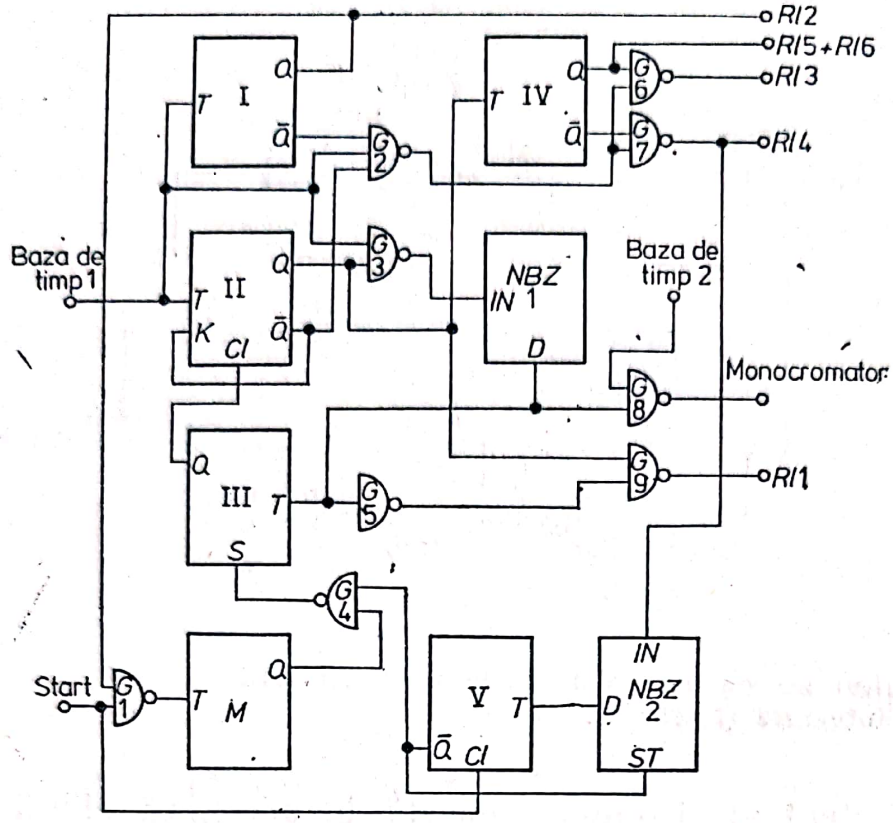


Fig. XII.20. Circuitul logic al aparatului de derivare prin integrare şi scădere.

puls pentru timpul de integrare (ieşirea G_9) şi a unui puls scurt pentru cuplarea memoriei la integrator. Bistabilul IV basculează după fiecare integrare, asigurînd astfel cuplarea alternativă a memoriilor (porţile G_6 şi G_7) şi a diferenţiatorului (ieşirea Q IV). În intervalul dintre sfîrşitul integrării şi ştergerea integratorului, cîteva pulsuri sînt trimise spre un monocromator programabil care se deplasează la următoarea lungime de undă (poarta G_8).

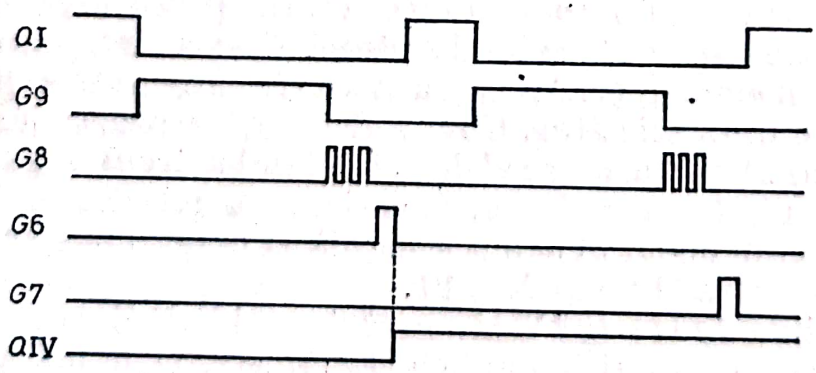


Fig. XII.21. Diagrama temporală a circuitului logic din fig. XII.20.

Numărul de segmente în care se împarte domeniul spectral pe care se face derivarea, respectiv numărul de lungimi de undă, se controlează de către bistabilul V şi numărătorul N.B.Z.2.

După fiecare pereche de integrări N.B.Z.2 primeşte un puls. La fiecare 20 de pulsuri Q V îşi schimbă starea şi blochează poarta G_4. În mod obişnuit prin această poartă sînt furnizate impulsuri de start de la monostabilul M. La rîndul lui, acest monostabil primeşte pulsuri după fiecare integrare, aşa că, odată demarat, circuitul va funcţiona neîntrerupt dacă nu ar fi oprit prin blocarea porţii G_4.

BIBLIOGRAFIE

1. A. PETRESCU, *Calculatoare automate şi programare*, ed. a II-a, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1973.
2. I. DANCEA, *Calculatoare electronice şi programare*, Inst. Politehnic Cluj, 1970.
3. H. V. MALMSTADT, C. J. DELANEY şi E. CORDOŞ, *Instruments for Rate Determinations*, „Analyt. Chem.", 44, 7917 (1972).
4. G. E. TOBEY, J. C. GRAEME şi L. P. HUELSMAN, *Operational Amplifiers*, Mc. Graw-Hill, New York, 1971.
5. H. SCHMIDT, *Electronic Analog/Digital Conversion*, Van Nostrand Reinhold, New York, 1970.
6. R. C. KIME, *Electronics*, **46**, nr. 11, 97 (1973).
7. T. C. O'HAVER şi G. L. GREEN, *Derivative Spectroscopy*, International Laboratory, Mai-Junie, p. 11 (1975).
8. E. CORDOŞ I. MARIAN, L. KEKEDY, *Un sistem analog-digital pentru obţinerea derivatei liniilor spectrale*, „Revue Roumaine de Chimie" (trimis spre publicare).
9. H. V. MALMSTADT, C. G. ENKE, *Digital Electronics for Scientists*, W. A. Benjamin, Menlo Park, Calif., 1969.
10. H. V. MALMSTADT, C. G. ENKE şi S. R. CROUCH, *Electronic Measurements for Scientists*, W. A. Benjamin, Menlo Park, Calif., 1974.
11. H. V. MALMSTADT, C. G. ENKE, *Computer Logic*, W. A. Benjamin, Menlo Park, Calif., 1970.
12. J. I. SMITH, *Modern Operational Circuit Design*, Wiley-Interscience, New York, 1971.
13. D. H. SHEINGOLD, *Analog-Digital Conversion Handbook*, *Analog Devices*, Inc., Norwood, Mars, 1972.

Scanned with OKEN Scanner

14. E. CORDOŞ şi H. V. MALMSTADT, *Dual Chanuel Synchronous Integration Measurement System for Atomic Fluorescence Spectroscopy*, în : „Analyt. Chem.", *44*, 2277, 1972.
15. HIEFTYE G. M., *Signal Averaging, Boxcar Integration and Correlation Techniques*, „Analyt. Chem.", *44*, no. 7, 69A (1972).
16. E. CORDOŞ, S. R. CROUCH şi H. V. MALMSTADT, *An Automatic Digital Readout System for Reaction Rate Methods*, în : „Analyt. Chem.", *40*, 1812 (1968).
17. E. CORDOŞ : *Stadiul actual al automatizării metodelor de determinare a vitezei de reacţie*, în „Chimia Analitică", **1**, 11 (1970).
18. H. V. MALMSTADT, C. J. DELANEY şi E. CORDOŞ : *Reaction Rate Methods of Chemical Analysis*, în : CRC Critical Reviews in „Analyt. Chemistry", p. 559, 1972.
19. H. V. MALMSTADT, E. CORDOŞ şi C. J. DELANEY : *Automated Reaction Rate Methods of Analysis*, în : „Analyt. Chem.", *44* (12), 39 A (1972).
20. H. V. MALMSTADT şi E. CORDOŞ : *A New Automated Atomic Fluorescence Spectrometer for Rapid Multielement Determination*, în „American Laboratory", *4* (8), 35 (1972).
21. E. CORDOŞ şi G. BARCEANU : *Evaluation of a CH_4-O_2—air Flame for Atomic Emission Spectroscopy*, în : „Revue Roumaine de Chimie", (sub tipar).

Scanned with OKEN Scanner

Capitolul XIII
CALCULATOARE NUMERICE

XIII.1. STRUCTURA UNUI CALCULATOR

Calculatoarele numerice (computere) sînt aparate electronice complexe care au apărut ca rezultat al dezvoltării tehnologiei moderne şi care la rîndul lor au contribuit într-o mare măsură la evoluţia tehnologică şi ştiinţifică din ultimele două decenii. Primele calculatoare numerice de dimensiuni mari au fost utilizate ca supercalculatoare capabile să rezolve probleme matematice imposibil de atacat pînă atunci din cauza numărului enorm de operaţii ce ar fi trebuit efectuate. Mai tîrziu, calculatoarele numerice au început să fie utilizate pentru operaţii „nenumerice" cum ar fi: sistemele de control, comunicaţii, manipularea şi prelucrarea datelor. Cu ajutorul calculatoarelor se pot rezolva probleme de proiectare, se pot conduce experimente ştiinţifice complexe, se poate înmagazina şi prelucra informaţia provenită de la o multitudine de traductori sau se pot duce la bun sfîrşit procese de producţie prin conducerea unor maşini, cum ar fi strungurile automate, în condiţii mult mai bune şi cu viteze mult mai mari decît o poate face o fiinţă umană.

Un calculator numeric este un sistem care poate prelucra informaţia sub formă numerică. Această prelucrare se face pe baza unui program, care constă dintr-o succesiune de instrucţiuni. Prima condiţie pentru ca o problemă să poată fi rezolvată cu ajutorul unui calculator este ca aceasta să se poată defini precis şi apoi să poată fi descompusă într-o serie de operaţii ce pot fi corelate cu anumite instrucţiuni.

Calculatorul electronic este o maşină care este utilizată în multe domenii deoarece poate efectua unele sarcini mai bine

Scanned with OKEN Scanner

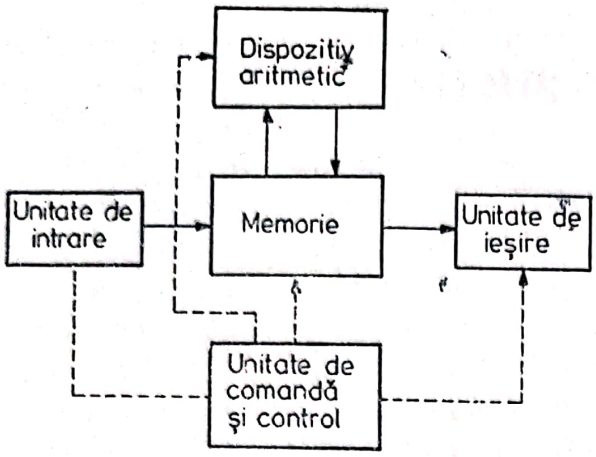


Fig. XIII.1. Schema generală a unui calculator numeric.

şi mai eficient decît omul. Întrebuinţarea lui este motivată în momentul în care timpul economisit întrece ca valoare costul investiţiei. Fiindcă marile calculatoare au un preţ ridicat, aplicarea lor la probleme de laborator, automatizări de procese, este şi a fost rentabilă numai în centrale mari, în care fiecare unitate utilizatoare poate fi conectată, pe rînd, la o unitate centrală de calcul. Odată cu perfecţionarea tehnologiei circuitelor integrate, costul calculatoarelor numerice a început să scadă. Totodată au apărut aşa-zisele minicalculatoare, a căror capacitate este suficientă pentru a manipula un număr apreciabil de aparate şi al căror preţ este suficient de redus pentru a face utilizarea lor foarte rentabilă. Au fost construite în ultimii ani o serie de aparate cum ar fi: spectrofotometrele, aparate de analize multicanal, aparate RMN sau analize cu raze X dotate cu un minicalculator propriu. Această tendinţă actuală va deveni linia de urmat în viitor întrucît preţul unui minicomputer constituie o parte tot mai mică din costul total al aparatului, iar avantajele obţinute sînt din ce în ce mai mari.

Un calculator numeric este constituit din circuite şi blocuri logice de tipul acelora care au fost prezentate în capitolele VIII — XII. Schema-bloc a unui calculator este dată în fig. XIII.1. Informaţiile pătrund în calculator printr-o unitate de intrare şi sînt introduse într-o memorie. Din memorie sînt trecute după o anumită secvenţă, într-un dispozitiv aritmetic unde sînt supuse unei operaţii oarecare, rezultatul fiind reintrodus în memorie. Acest rezultat poate fi iarăşi trecut dispozitivului aritmetic şi supus unor prelucrări sau poate fi trimis unei unităţi de ieşire care îl fac accesibil altor aparate sau operatorului. Operaţiile în aceste patru unităţi sînt conduse de o unitate de comandă şi control. Pe baza instrucţiunilor primite, aceasta

Scanned with OKEN Scanner

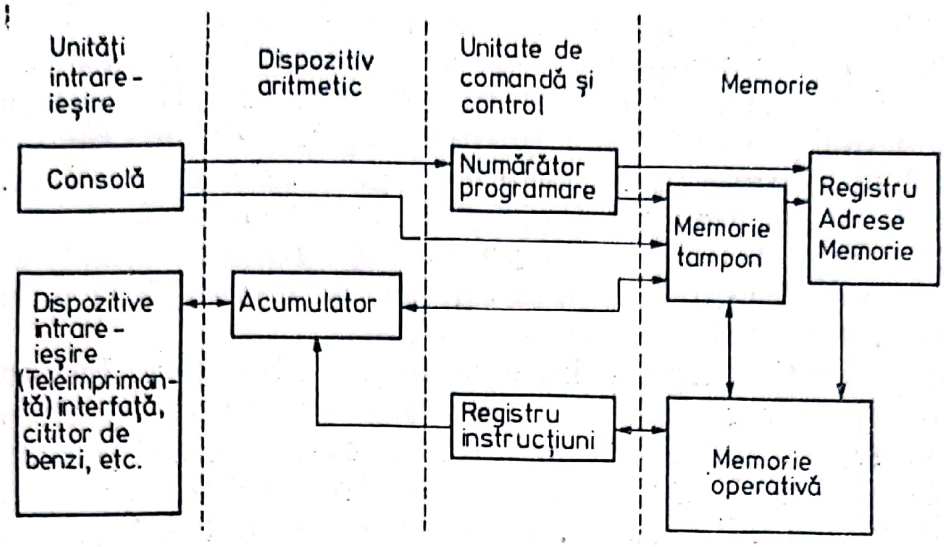


Fig. XIII.2. Schema bloc a unui calculator din familia PDP—8.

decide ce informaţie intră în calculator, la ce moment şi unde va fi introdusă în memorie, ce date se scot şi se trimit dispozitivului aritmetic şi ce fel de operaţiuni se execută aici.

Schema-bloc din fig. XIII.1 constituie forma de prezentare cea mai generală a unui calculator numeric. Schemele bloc ale diferitelor tipuri de computere pot prezenta o serie de particularităţi deşi în ultimă analiză ele se înscriu în schema generală. În fig. XIII.2 este redată schema bloc a unui mini-calculator din familia PDP 8 (*Digital Equipment Corporation*), foarte des utilizat în conjuncţie cu o serie de aparate de analiză, control sau cercetare chimică. În această schemă, dispozitivele de intrare şi de ieşire au fost grupate într-o categorie unică întrucît multe din acestea servesc atît la introducerea datelor în calculator cît şi la înregistrarea datelor obţinute de la acesta. Dintre unităţile intrare-ieşire (I/E) se vor găsi la toate calculatoarele o consolă şi o teleimprimantă. Consola este un set de comutatoare montate pe calculator, cu ajutorul cărora pot fi introduse date şi instrucţiuni. Teleimprimanta permite atît introducerea de date prin apăsarea butoanelor claviaturii cît şi înregistrarea de rezultate prin tipărirea acestora pe hîrtie. La intrările sau ieşirile calculatorului mai pot fi conectate şi alte dispozitive cum ar fi perforatorul de benzi, cititorul de benzi perforate, cititorul de cartele, benzi magnetice cu programe sau date, memorii auxiliare pe disc, interfeţe etc.

Unitatea aritmetică constă dintr-un *acumulator* care este compus din sumatoare şi registre de deplasare. Cu ajutorul unui panou cu becuri se poate cunoaşte starea fiecărui bit al

Scanned with OKEN Scanner

acumulatorului. Datele introduse prin consolă pot ajunge direct la unitatea de memorie. Datele introduse prin celealte dispozitive *I/E* trec întîi prin acumulator (unde pot fi eventual vizualizate) şi apoi în memorie. Tipurile de operaţie ce le execută acumulatorul sînt ordonate de către un registru de instrucţiuni. La rîndul lui, acest registru preia instrucţiunea de executat din memorie. Numărătorul de programare are rolul de a avansa cu o unitate, trecînd la următoarea adresă, de fiecare dată cînd instrucţiunea anterioară a fost executată.

Memoria poate fi compusă din mai multe subunităţi. Partea principală o constituie aşa-zisa memorie operativă, a cărei mărime şi structură caracterizează într-o mare măsură performanţele calculatorului. Datele sînt introduse în memorie în compartimente denumite locaţii. Fiecare locaţie poate fi găsită cu ajutorul unei adrese. Aceste adrese constituie forma codificată a numărului generat de numărătorul de programare. Decodificarea se face prin intermediul unui registru de adrese memorie, care preia numărul locaţiei de la unitatea de comandă şi apoi activează cîteva din intrările memoriei astfel încît conţinutul locaţiei respective să apară la ieşire. Datele nu intră şi nu ies direct din memorie, ci trec printr-o memorie-tampon, al cărui rol este de a reţine datele pînă cînd anumite instrucţiuni au fost efectuate.

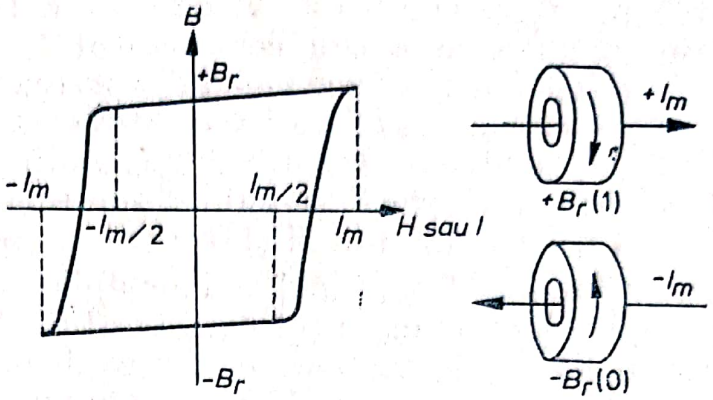
XIII.2. UNITATEA DE MEMORIE

Memoria unui calculator numeric poate fi construită pe diferite principii încercînd să îndeplinească o serie de deziderate cum ar fi o capacitate mare de memorare, timp de acces rapid. Memorarea de scurtă durată poate fi efectuată cu registre de bistabile sau circuite de memorie cum sînt acelea prezentate în capitolul XI. Pentru înmagazinarea permanentă a datelor se utilizează benzi sau cartele perforate, iar pentru cea semipermanentă, benzi sau discuri magnetice şi memorii cu inele de ferită. Acest ultim tip constituie memoria operativă cel mai des întîlnită în calculatoare şi de aceea va fi prezentată pe scurt în cele ce urmează.

Componentele de bază ale unei memorii cu ferite sînt inelele de ferită (Fe_2O_3) cu un diametru exterior de cca 1—2 mm. La introducerea acestor inele într-un cîmp magnetic extern H,

Scanned with OKEN Scanner

Fig. XIII.3. Ciclul de histereză al feritei şi schema inducţiei nivelelor *1* şi *0* în inelele de ferită.



materialul se magnetizează, direcţia inducţiei magnetice B depinzînd de aceea a cîmpului aplicat. Cîmpul magnetic extern poate fi produs de un conductor ce trece prin inel şi care este străbătut de un curent I. Schimbînd sensul curentului se schimbă şi direcţia de magnetizare. Pentru a produce o magnetizare remanentă B_r într-un anumit sens, este necesar un curent I_m. Pentru a schimba direcţia magnetizării nu este suficient să întrerupem curentul I_m ci trebuie aplicat un curent invers $-I_m$. Acest lucru este ilustrat de ciclul de histereză a feritei prezentat în fig. XIII.3. Cele două stări de magnetizare $+B_r$ şi $-B_r$ pot fi asociate cu nivelele logice *1* şi *0*. Întrucît conform ciclului de histereză la curent $I = 0$, ferita rămîne în starea în care a fost adusă în prealabil, rezultă că un inel de ferită poate înmagazina un bit. Memorarea unei informaţii mai complexe se face introducînd inelele de ferită într-o reţea denumită plan de memorie. Prin fiecare inel din acest plan trec patru conductori denumiţi X, Y, CITIRE şi INHIBIŢIE (fig. XIII.4). Prin X

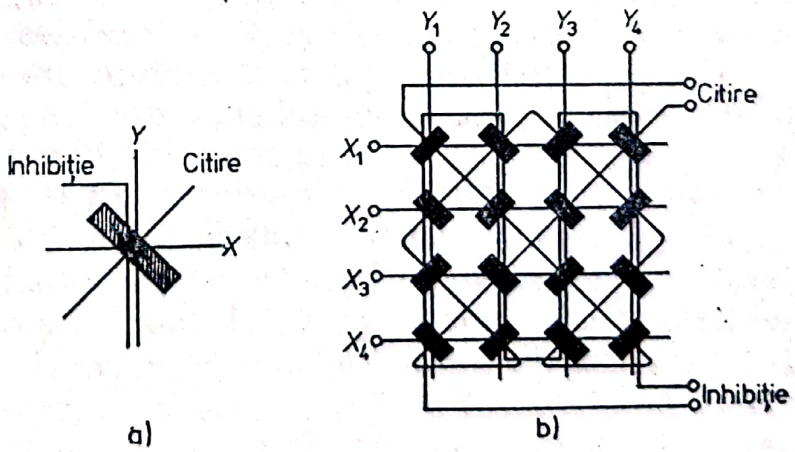


Fig. XIII.4. Schema conductorilor printr-un inel de ferită pentru înscrierea şi citirea informaţiei (a) şi dispunerea inelelor într-un plan de memorie în ferite (b).

Scanned with OKEN Scanner

şi Y pot trece curenţi de valoare $I_m/2$. Dacă acest curent trece prin conductorul X sau conductorul Y, valoarea lui este insuficientă pentru a aduce inelul din starea *0* în *1*. Dacă prin ambii conductori trece $I_m/2$, valoarea totală va fi I_m şi inelul basculează de la nivelul *0* la nivelul *1*. Astfel X şi Y permit introducerea de informaţii numai într-un anumit inel, aflat la întretăierea celor două linii X şi Y care au fost activate.

Citirea stării unui inel se face aplicînd prin intrările X şi Y corespunzătoare curentul — $I_m/2$. Inelul aflat la întretăierea celor două fire îşi va schimba starea de magnetizare trecînd la *0*, dacă iniţial a fost la *1*. Variaţia cîmpului magnetic produce în conductorul CITIRE un curent de o oarecare mărime. Dacă inelul fusese la *0*, curentul indus va fi mult mai mic. Mărimea curentului indus corespunde deci stării în care s-a aflat inelul localizat cu ajutorul lui X şi Y. Operaţia de citire este însă distructivă, inelul fiind adus în starea *0*.

Înscrierea unei noi informaţii se face plecînd de la starea *0* la toate inelele. Dacă într-un anumit inel trebuie înscris *1*, se trece prin X şi Y un curent $I_m/2$. Dacă în inelul respectiv trebuie înscris un *0*, operaţia se reduce la a împiedica trecerea inelului în starea *1*. În acest scop se introduce un curent $-I_m/2$ prin conductorul INHIBIŢIE. În acest fel, curentul total prin inel nu poate depăşi valoarea $I_m/2$, chiar dacă la X avem $I_m/2$ şi la Y tot $I_m/2$. Memorarea datelor se face în grupuri de biţi denumite „cuvinte". Un asemenea cuvînt este o înşiruire de *1* şi *0* care poate avea semnificaţia unui număr sau aceea a unei informaţii oarecare. De regulă memoria are atîtea planuri cîţi biţi sînt într-un cuvînt. În fiecare plan se înscrie cîte unul din biţii cuvîntului respectiv. Planurile se leagă în paralel, astfel că activînd un anumit X şi Y se localizează simultan cîte un bit similar din fiecare plan. Modul de operare a memoriei se poate înţelege examinînd schema simplificată din fig. XIII.5 a unei memorii care înmagazinează 16 cuvinte a patru biţi. Activînd un anumit X şi Y, starea a patru biţi, cîte unul din fiecare plan, va fi trecută amplificatorului de citire şi de aici printr-un circuit de porţi SAU aşezate în paralel, la un registru de date. Informaţia se poate obţine la ieşirea acestui registru. Dacă informaţia trebuie memorată în continuare, ea se recirculă prin amplificatorul de scriere care o va introduce în memorie la o comandă dată prin CONTROL SCRIERE. Dacă acest lucru nu este necesar, noi informaţii se pot introduce prin intermediul porţilor SAU.

Scanned with OKEN Scanner

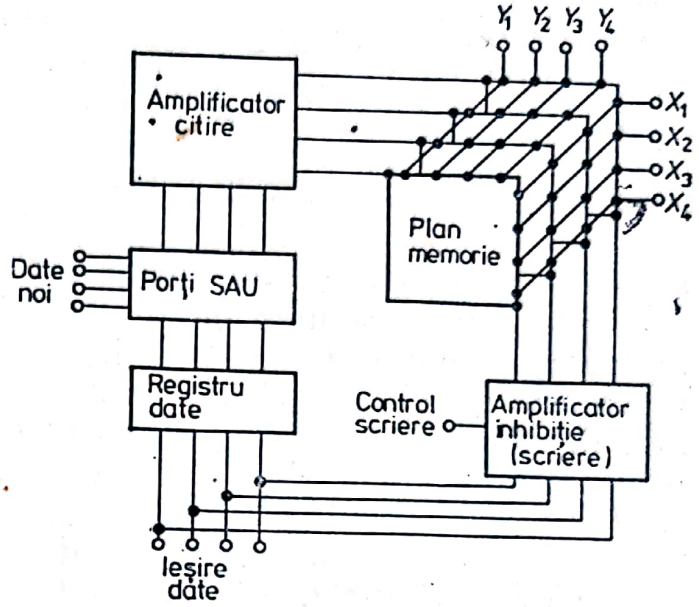


Fig. XIII.5. Organizarea unei memorii cu inele de ferită pentru memorarea a 16 × 4 biți.

Pentru a putea ușura codificarea, numărul de cuvinte ce se pot înscrie într-o memorie este o putere a lui 2 : 1024, 4096, 8192 etc. Se obișnuiește ca să se exprime capacitatea memoriei prin valoarea rotunjită a acestor numere, exprimată în multipli de 1000 (K). Astfel, o memorie de 4 K înseamnă 4096 cuvinte, iar 32 K = 32768 cuvinte.

XIII.3. FUNCȚIONAREA CALCULATORULUI NUMERIC

În memoria calculatorului se introduc o serie de informații, sub formă de cuvinte reprezentînd date și instrucțiuni. Instrucțiunile sînt extrase pe rînd din memorie, decodificate și executate. Executarea unei instrucțiuni de către unitatea aritmetică de exemplu, constă în activarea unor circuite logice care permit ca datele existente în diferite registre să fie adunate, scăzute, deplasate etc. Aceste operații constau la rîndul lor din pași foarte simpli cum ar fi deschiderea și închiderea unor porți logice, aplicarea de pulsuri de tact la diferite registre sau numărătoare etc. Aceste operații elementare sînt comandate chiar prin intermediul valorilor *0* și *1* existente în instrucțiunea respectivă.

Structura unui cuvînt este funcție de informația ce o poartă acesta. Astfel, un cuvînt instrucțiune are altă structură decît

Scanned with OKEN Scanner

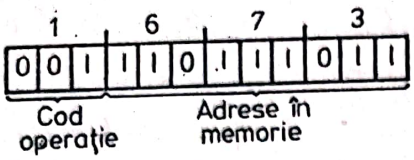


Fig. XIII.6. Structura unui cuvînt instrucţiune.

structura unui cuvînt de adresare la memorie. Să luăm spre exemplu, structura unui cuvînt la calculatoarele PDP 8, care operează cu cuvinte de 12 biţi. Primii trei biţi ai cuvîntului reprezintă codul operaţiei, iar restul de 9 biţi adresa la care se află depozitat în memorie numărul ce urmează să fie utilizat într-o anumită operaţie. Acesta din urmă este denumit *operand*. Pentru simplificare, cei 12 biţi vor fi împărţiţi în grupuri de 3, conţinutul cuvîntului fiind astfel exprimat printr-un număr de 4 cifre (fig. XIII.6). Astfel, dacă prima cifră este 0, operaţia corespunzătoare este o operaţie ŞI, pentru 1 va fi o adunare, 2 semnifică depozitarea în memorie etc. Cuvîntul 1673 reprezentat în figura XIII.6 semnifică o operaţie de adunare care trebuie efectuată între numărul existent în acumulator (vezi fig. XIII.2) şi cel existent în locaţia 673 a memoriei. Exprimarea operaţiei printr-un număr este absolut necesară în vederea introducerii acesteia în calculator. Programarea unui calculator prin introducerea în memoria acestuia a instrucţiunilor în forma binară se numeşte programare în limbajul cod calculator. Este evident că o astfel de programare este foarte dificilă. Din acest motiv s-a recurs la un limbaj simbolic, care este mai apropiat de limbajul utilizatorului. Spre exemplu, pentru cele 3 operaţiuni amintite mai înainte, am putea avea în loc de 0, „ŞI", în loc de 1, „ADU" (de la adunare) şi în loc de 2 „DEP" (depozitare). Astfel, o succesiune de 2 instrucţiuni :

ADU 724

DEP 310

înseamnă adunarea numărului de la 724 cu conţinutul acumulatorului urmată de depozitarea rezultatului în locaţia 310.

Programarea în limbajul calculatorului (cod calculator sau cod simbolic) implică un mare volum de muncă, multă experienţă şi cunoaşterea perfectă a calculatorului respectiv. Chiar operaţiuni aritmetice simple, cum ar fi de pildă înmulţirea, trebuie efectuate printr-un număr destul de mare de instrucţiuni. Odată cu trecerea la alt calculator trebuie reluată însu-

Scanned with OKEN Scanner

şirea limbajului. Din aceste motive s-au conceput programele conversaţionale de tipul FORTRAN, COBOL, BASIC, FOCAL etc. în care introducerea datelor şi instrucţiunilor se face prin simboluri apropiate de limbajul obişnuit. Un astfel de program are însă la bază tot un program în codul calculatorului (program obiect). Acest program este astfel întocmit, încît la o comandă simplă cum ar fi înmulţirea a două numere, de pildă X şi Y, ($X \times Y$), scoate pe X din memorie, introduce în locaţia N valoarea $-Y$, adună pe X cu el însuşi, după fiecare adunare adăugînd 1 la numărul din locaţia N. Cînd în această locaţie se ajunge la 0 înseamnă că X a fost adunat cu el însuşi de Y ori, şi operaţia încetează. Fiindcă un program conversaţional constă dintr-o mulţime de astfel de mici programe elementare, este necesară o memorie relativ mare de la 8 K în sus pentru înmagazinarea programului obiect. Pe lîngă aceasta sînt necesare locaţii în memorie pentru instrucţiunile programului-*sursă* scris de utilizator.

Programele conversaţionale rămîn aceleaşi sau se modifică foarte puţin de la un tip de calculator la altul. Alcătuirea lor este de o asemenea manieră încît cel ce şi le însuşeşte nu trebuie să cunoască nici limbajul calculatorului şi nici nu trebuie să aibă noţiuni de electronică. Programe în limbaje conversaţionale se scriu astăzi nu numai de matematicieni, ci şi de către chimişti, fizicieni, biologi, medici, ingineri etc.

Utilizarea calculatorului numeric pentru operaţiuni de alt gen decît efectuarea de calcule implică şi alte cunoştinţe în afara limbajului conversaţional. Limbajele conversaţionale sînt destinate în primul rînd rezolvării de probleme puse în formă matematică, de cele mai multe ori cu date obţinute dinainte şi introduse în calculator prin benzi sau cartele perforate. Pentru ca un calculator, şi aici ne referim în primul rînd la categoria minicalculatoarelor, să devină un instrument de laborator de uz general, este necesar ca datele să fie introduse direct şi prelucrate de regulă imediat. Acest mod de conectare a calculatorului se numeşte *în linie*. Fiindcă un calculator acceptă şi furnizează datele într-o anumită formă iar un instrument sau aparat le furnizează în alta, este necesară introducerea unui circuit care să facă compatibile cele două unităţi. Acest circuit se numeşte *interfaţă*. Dată fiind marea varietate a aplicaţiilor unui calculator numeric, este de aşteptat ca şi interfeţele să se prezinte într-o mare varietate. Aceasta face ca să nu existe o interfaţă general aplicabilă. Deşi unele interfeţe acoperă un cîmp mai larg de operaţii, în majoritatea cazurilor

Scanned with OKEN Scanner

utilizatorul este obligat să-şi construiască o interfaţă care să fie adecvată scopurilor sale specifice. Acest lucru devine însă posibil dacă pe lîngă limbajul utilizat (simbolic sau convenţional), cel în cauză are şi cunoştinţe de electronică, în special de circuite logice. Aşa se explică faptul că există relativ mulţi programatori dar foarte puţini constructori de interfeţe.

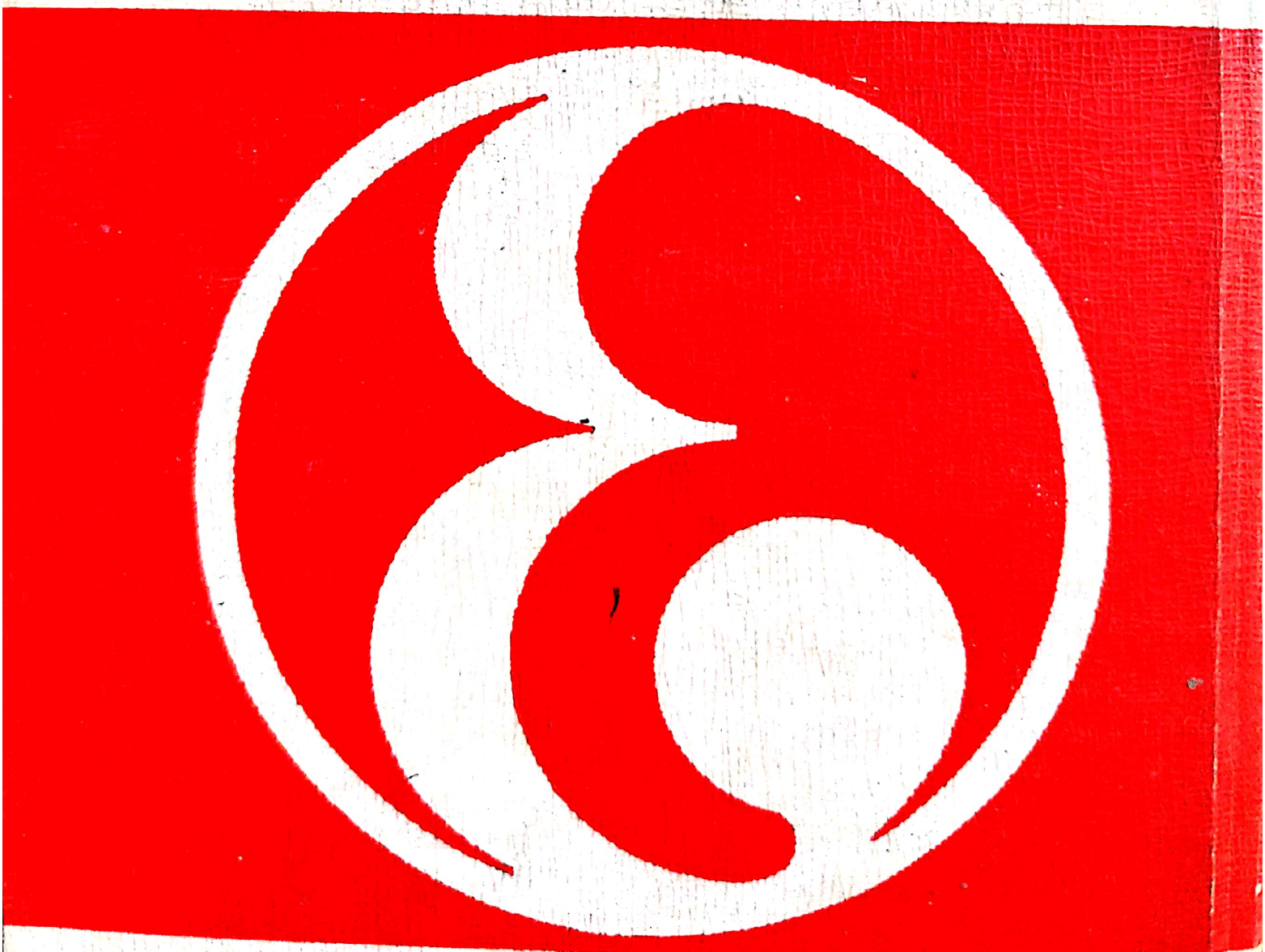
Circuitele logice prezentate în capitolele anterioare sînt de multe ori elemente care intră aproape direct în construcţia unei interfeţe, chiar dacă ele nu au fost prezentate ca atare. Deşi fiecare interfaţă are specificul ei, există cîteva principii şi operaţiuni generale a căror înţelegere uşurează proiectarea. De exemplu, o interfaţă trebuie în majoritatea cazurilor să posede un conversor analog-numeric pentru a prelua datele de la sistemul exterior şi un conversor numeric-analog pentru a putea opera un circuit de control. Apoi, intrarea şi ieşirea datelor trebuie făcută printr-un circuit poartă, astfel ca aceste operaţii să se efectueze numai la momentul dorit. În circuitul de comandă trebuie să existe anumite puncte accesibile din exterior astfel ca un program să poată fi întrerupt şi datele să poată fi introduse şi scoase din calculator sau, pentru ca programul să poată fi adus într-o anumită fază. Toate acestea se pot asambla din componente integrate conţinînd porţi şi bistabile sau blocuri funcţionale mai complexe cum ar fi numărătoare şi registre atunci cînd acestea sînt accesibile. Cunoaşterea perfectă a posibilităţilor acestor circuite permite practic construirea oricărui gen de interfaţă.

BIBLIOGRAFIE

1. T. J. HARRISON, *Handbook of Industrial Control Computers*, Wiley-Interscience, New York, 1972.
2. I. DANCEA, *Calculatoare electronice şi programare*, Inst. Politehnic, Cluj, 1970.
3. GH. DODESCU, ş..a., *Calculatoare electronice şi sisteme de operare*, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1974.
4. A. PETRESCU, *Calculatoare automate şi programare*, Ed. Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1973.
5. A. PETRESCU, *Microprogramare. Principii şi Aplicaţii*, Colecţia Automatică-Informatică, nr. 41, Ed. Tehnică, Bucureşti, 1975.
6. I. DANCEA. *Programarea calculatoarelor numerice*, Ed. Dacia, Cluj-Napoca, 1973.
7. H. V. MALMSTADT, C. G. ENKE, *Digital Electronics for Scientists*, W. A. Benjamin, Menlo Park, Calif., 1969.
8. H. V. MALMSTADT şi C. G. ENKE, *Computer Logic*, W. A. Benjamin, Menlo Park, Calif., 1970.
9. * * *, *Introduction to Programming*, Digital Equipament Corporation, 1970.

203
11 0

Unicul aspect constant al științei este acela al schimbării. Chimia de azi nu mai este aceeași cu chimia de ieri. Progresele inregistrate in chimia modernă se bazează în mare măsură pe aparatură complexă, în care electronica joacă un rol cheie. Chimistul este pus tot mai des in fața unor aparate cărora trebuie să le înțeleagă utilitatea și funcționalitatea. Cunoașterea unor principii de electronică este unicul mod prin care această înțelegere poate fi tradusă în fapt. Dispozitivele semiconductoare, tehnica măsurătorilor electrice, amplificatoarele operaționale, logica electronică, circuitele integrate trebuie să devină noțiuni și instrumente familiare oricărui chimist receptiv la suflul innoitor al revoluției tehnologice pe care o trăim.



Lei 21

Scanned with OKEN Scanner